

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



**Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de
Telecomunicación**

TRABAJO FIN DE GRADO

**Diseño y construcción de convertidor conmutado de potencia,
su control y comparativa con emulación HIL**

**Ester Vicario Arroyo
Tutor: Ángel de Castro Martín**

MAYO 2016

Diseño y construcción de convertidor conmutado de potencia, su control y comparativa con emulación HIL

AUTORA: Ester Vicario Arroyo

TUTOR: Ángel de Castro Martín

Trabajo realizado en el grupo

HCTLab

Hardware & Control Tecnology Laboratory

**Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid
Mayo de 2016**



AGRADECIMIENTOS

En el momento de escribir estas líneas recuerdo a todas las personas que me han ayudado y apoyado para conseguir llegar hasta aquí, una etapa decisiva en mi vida.

Sin dudarlo tengo mucho que agradecer a mi tutor Ángel, por toda su dedicación, entrega y perseverancia durante no solo los meses que ha durado este trabajo sino desde que cursé sistemas de control. Gracias por darme la oportunidad de aprender de un gran profesor y una mejor persona.

A mis compañeros de viaje en esta carrera, David, Rubén, Miriam, María, Álvaro, Raquel, Carlos, Ryan, Adri... Juntos hemos disfrutado y vivido muchas experiencias dentro y fuera de los laboratorios. Nunca pensé que encontraría tantas personas a las que puedo llamar grandes amigos.

A Manuel, quien siempre se ha preocupado por mí, me ha recibido con mucha calidez y tan buenos consejos me ha dado, soldaduras incluidas. Gracias por tu apoyo y todas tus sonrisas.

A Pablo de Factoría de Talento, quien me ha ayudado a mirarme al espejo e intentar entender quién soy y quién quiero ser en mi vida. Gracias, siempre llevaré tus enseñanzas en el corazón.

Y por último, quiero agradecer enormemente a mi familia, que durante todos estos años me han hecho ser como soy, apoyándome de forma incondicional, dándome fuerza y haciéndome entender, desde pequeña, que todos los esfuerzos tienen su recompensa. Especialmente a mi hermana Ariana, una luchadora nata que pronto entenderá todo el potencial que tiene dentro. A mi pareja Kike, quien me ha escuchado y entendido en todo este tiempo, este camino es más sencillo a tu lado. Gracias por estar ahí.

A todos vosotros,

Gracias.

RESUMEN

Actualmente los convertidores de potencia conmutados son la base para los sistemas de alimentación de dispositivos y aplicaciones electrónicas. La elección de un convertidor u otro depende, entre otros motivos, del tipo y valor de la tensión, corriente, tolerancia al ruido, eficiencia, aislamiento...

En este Trabajo Fin de Grado se ha procedido a realizar el diseño, construcción y control de un convertidor de potencia de corriente alterna a corriente continua y de tipo elevador. El punto de partida del diseño es una tensión de entrada de hasta 380 V para obtener a su salida 400 V.

Para llevar a cabo este diseño se realiza una división en etapas de potencia, aislamiento y control. En cada etapa se estudian las alternativas que mejor se adaptan para la realización de este diseño. Además mediante desarrollo teórico se decide el valor de los componentes y se procede a su compra.

Tras el estudio se implementa el diseño de las huellas, el esquemático y el rutado del circuito impreso. Se procede a su construcción y soldadura de componentes en la placa. Una vez construido se realiza una batería de pruebas y se analizan los resultados.

Finalmente, se efectúa una comparativa entre la placa construida con un modelo Hardware In the Loop y con un modelo en Matlab tanto para lazo abierto como lazo cerrado para mostrar y analizar los resultados obtenidos.

PALABRAS CLAVE

Convertidor conmutado, convertidor elevador, Circuito impreso, Hardware In the Loop

ABSTRACT

Nowadays, power switching converters are the base of power systems in order to use them in devices and electronic applications. In order to choose one type of converter or another one, it is necessary to analyze different aspects such as voltage type and value, current, noise tolerance, efficiency, isolation...

This Project has proceeded to design, build and control a switching elevator converter from alternating current to direct current. The starting point is an input voltage up to 380 V in order to achieve 400 V output voltage.

To carry out this design a division into power, isolation and control stages has been made. In each stage, different alternatives have been studied to determinate which is the best matching option. Besides, values of components have been decided through a theoretical development to purchase them.

After the study of the alternatives in the stages mentioned before, the design and routing of the printed circuit was implemented. Thereafter, the printed circuit was built and components welded on. Finally built test with different voltages and duty cycle values were carried out.

Finally, a comparison between the printed circuit, a Hardware In the Loop model and a Matlab model was done, in order to display and analyze final results.

KEYWORDS

Switching converter, Boost converter, Printed circuit, Hardware In the Loop (HIL)

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1	Introducción.....	1
1.1	Organización de la memoria	2
2	Estado del arte	3
2.1	Análisis del convertidor <i>boost</i>	3
2.1.1	Especificaciones del diseño	5
3	Diseño convertidor <i>Boost</i>	7
3.1	Etapa de potencia y elección de componentes	7
3.1.1	Elección del diodo.....	7
3.1.2	Elección del interruptor Mosfet	8
3.1.3	Elección del condensador.....	9
3.1.4	Elección de la bobina	10
3.1.5	Elección del driver optoacoplador.....	11
3.1.6	Elección del puente de diodos.....	12
3.2	Etapa de aislamiento de tensión y corriente	12
3.2.1	Aislamiento de tensión.....	12
3.2.2	Aislamiento de corriente	13
3.3	Etapa de control.....	13
3.3.1	Diseño de regulador para lazo cerrado	14
3.4	Coste de materiales.....	16
4	Construcción	17
4.1	Esquemático	17
4.2	Rutado	19
4.3	Construcción	21
5	Integración, pruebas y resultados	23
5.1	Distribución del circuito	23
5.2	Pruebas etapa potencia	23
5.2.1	Modificaciones etapa de potencia	24
5.3	Pruebas circuito completo	24
5.3.1	Modificaciones etapa de control.....	24
6	Comparativa con modelos teóricos	31

6.1	Hardware In the Loop	31
6.2	Comparativa modelo de convertidor <i>boost</i> lazo abierto	31
6.2.1	Modelo HIL	31
6.2.2	Modelo Matlab	33
6.2.3	Modelo en placa real	34
6.3	Comparativa modelo de convertidor <i>boost</i> lazo cerrado	35
6.3.1	Modelo en Matlab	35
6.3.2	Modelo en placa real	36
7	Conclusiones	39
7.1	Líneas futuras	40
	Bibliografía	41
ANEXO 1.	Esquemáticos	43
ANEXO 2.	Tablas elección de componentes	47
ANEXO 3.	Tablas de medidas	51
ANEXO 4.	Capturas osciloscopio	55
ANEXO 5.	Diseño del regulador	57
ANEXO 6.	Gráfica rendimiento	59
ANEXO 7.	Modelo del <i>Boost</i> en Matlab	61

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1 Esquema de la configuración.....	1
Figura 2 Modelo convertidor <i>boost</i>	3
Figura 3 Modelo convertidor <i>boost</i> con interruptor cerrado	4
Figura 4 Modelo convertidor <i>boost</i> con interruptor abierto	4
Figura 5 Tensión de salida vs tensión de entrada para optoacoplador ACPL-7900-000E....	13
Figura 6 Tensión de salida vs tensión de entrada para optoacoplador HCPL-7510-000E ...	13
Figura 7 Estructura común diseño sistema de control.....	14
Figura 8 Respuesta al escalón del regulador lento.....	15
Figura 9 Respuesta al escalón del regulador rápido	15
Figura 10 Esquemático: Etapa de potencia y driver.....	18
Figura 11 Rutado del circuito capa top	20
Figura 12 Rutado del circuito capa bottom.....	20
Figura 13 Circuito impreso capa top	22
Figura 14 Circuito impreso capa bottom.....	22
Figura 15 Distribución del sistema para realizar medidas	23
Figura 16 $D=0,2$, corriente bobina, tensión Gate-Source y tensión Drain-Source	29
Figura 17 $D=0,4$, corriente bobina, tensión Gate-Source y tensión Drain-Source	29
Figura 18 Captura Modelsim: V_{OUT} (amarillo) e I_{IN} (azul) en lazo abierto, con $V_{IN}=37,5$ V	32
Figura 19 Detalle Modelsim: Máximos de V_{OUT} e I_{IN} en lazo abierto, con $V_{IN}=37,5$ V	32
Figura 20 Captura Modelsim: V_{OUT} e I_{IN} en lazo abierto, con $V_{IN}=100$ V.....	33
Figura 21 Detalle Modelsim: Máximos V_{OUT} e I_{IN} en lazo abierto, con $V_{IN}=100$ V	33
Figura 22 Captura Matlab: V_{OUT} en lazo abierto, con $V_{IN}=30$ V	34
Figura 23 Captura Matlab: V_{OUT} en lazo abierto, con $V_{IN}=100$ V	34
Figura 24 Captura osciloscopio: V_{OUT} (amarillo) e I_{IN} (azul) en lazo abierto, con $V_{IN}=100$ V..	35
Figura 25 Respuesta Matlab en lazo cerrado	36
Figura 26 Respuesta osciloscopio en lazo cerrado V_{OUT} (amarillo) e I_{IN} (azul)	37
Figura 27 Esquemáticos Etapa de potencia y driver	43
Figura 28 Esquemáticos Aislamiento de tensión.....	44
Figura 29 Esquemáticos Aislamiento de corriente.....	44
Figura 30 Esquemáticos Conectores de alimentación y SpCard	45
Figura 31 Saturación bobina 5 mH	55
Figura 32 Fallo de conmutación	55
Figura 33 Fallo capacidad parásita del mosfet	55
Figura 34 Rendimiento según <i>Duty cycle</i> y tensión alimentación driver	59

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1 Términos de la estructura.....	14
Tabla 2 Coste de materiales	16
Tabla 3 Ciclo 0,2, $R_G=4,7\ \Omega$, Carga 541 Ω , alimentación driver 11 V	26
Tabla 4 Ciclo 0,2, $R_G=4,7\ \Omega$, Carga 541 Ω , alimentación driver 15 V	26
Tabla 5 Ciclo 0,4, $R_G=4,7\ \Omega$, Carga 541 Ω , alimentación driver 11 V	26
Tabla 6 Ciclo 0,4, $R_G=4,7\ \Omega$, Carga 541 Ω , alimentación driver 15 V	27
Tabla 7 Ciclo 0,6, $R_G=4,7\ \Omega$, Carga 541 Ω , alimentación driver 11 V	27
Tabla 8 Ciclo 0,6, $R_G=4,7\ \Omega$, Carga 541 Ω , alimentación driver 15 V	28
Tabla 9 Ciclo 0,8, $R_G=4,7\ \Omega$, Carga 541 Ω , alimentación driver 11 V	28
Tabla 10 Ciclo 0,8, $R_G=4,7\ \Omega$, Carga 541 Ω , alimentación driver 15 V	28
Tabla 11 Diodos posibles para elección	47
Tabla 12 Mosfet posibles para elección	48
Tabla 13 Condensadores posibles para elección.....	49
Tabla 14 Bobinas posibles para elección.....	49
Tabla 15 Optoacoplador driver posibles para elección.....	50
Tabla 16 Puentes de diodo posibles para elección	50
Tabla 17 Medidas iniciales <u>funcionamiento <i>boost</i></u> , $f_{PSW}=100\text{ kHz}$ $D=0,2$ carga=250 Ω	51
Tabla 18 Medidas iniciales <u>tensión de entrada</u> , $f_{PSW}=100\text{ kHz}$ $D=0,2$ carga=250 Ω	51
Tabla 19 Medidas iniciales <u>tensión de salida</u> , $f_{PSW}=100\text{ kHz}$ $D=0,2$ carga=250 Ω	52
Tabla 20 Medidas iniciales <u>corriente</u> , $f_{PSW}=100\text{ kHz}$ $D=0,2$ carga=250 Ω	52
Tabla 21 Ciclo 0,2, Carga 541 Ω , alimentación driver 11 V y diodo MUR1560G.....	53
Tabla 22 Ciclo 0,2, Carga 541 Ω , alimentación driver 15 V y diodo MUR1560G.....	53
Tabla 23 Ciclo 0,4, Carga 541 Ω , alimentación driver 11 V y diodo MUR1560G.....	54
Tabla 24 Ciclo 0,4, Carga 541 Ω , alimentación driver 15 V y diodo MUR1560G.....	54
Tabla 25 Coeficientes regulador lento	57
Tabla 26 Coeficientes regulador rápido	57

ABREVIATURAS

ADC (Analog to Digital Converter)

CA (Corriente Alterna) o AC (Alternating Current)

CC (Corriente Continua) o DC (Direct Current)

CFP (Corrección de Factor de Potencia) o PFC (Power Factor Correction)

DSP (Digital Signal Processor)

EPS (Escuela Politécnica Superior)

FPGA (Field Programmable Gate Array)

HCTLab (Hardware & Control Technology Laboratory)

LDR (Lugar de las raíces)

MATLAB (Matrix Laboratory)

MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)

PCB (Printed Circuit Board)

PI (Proporcional Integral)

PID (Proporcional Integral Derivativo)

SMD (Surface Mount Technology)

TFG (Trabajo Fin de Grado)

VHDL (VHSIC Hardware Description Language)

1 Introducción

En la actualidad la gran mayoría de dispositivos electrónicos requieren de convertidores conmutados para conseguir energía en la forma adecuada para su funcionamiento. Normalmente el suministro proviene de la red eléctrica y debe ser transformado para garantizar que los dispositivos electrónicos puedan recibir alimentación acondicionada correctamente. Esta labor de transformación es realizada por convertidores conmutados.

En este TFG se realiza el diseño y construcción de una placa PCB cuyo funcionamiento es el de un convertidor conmutado de tipo elevador (*boost converter*). Además cuenta con la posibilidad de realizar control de factor de potencia con lazos de realimentación para controlar la tensión y la corriente a la salida y ajustar su valor a uno específico.

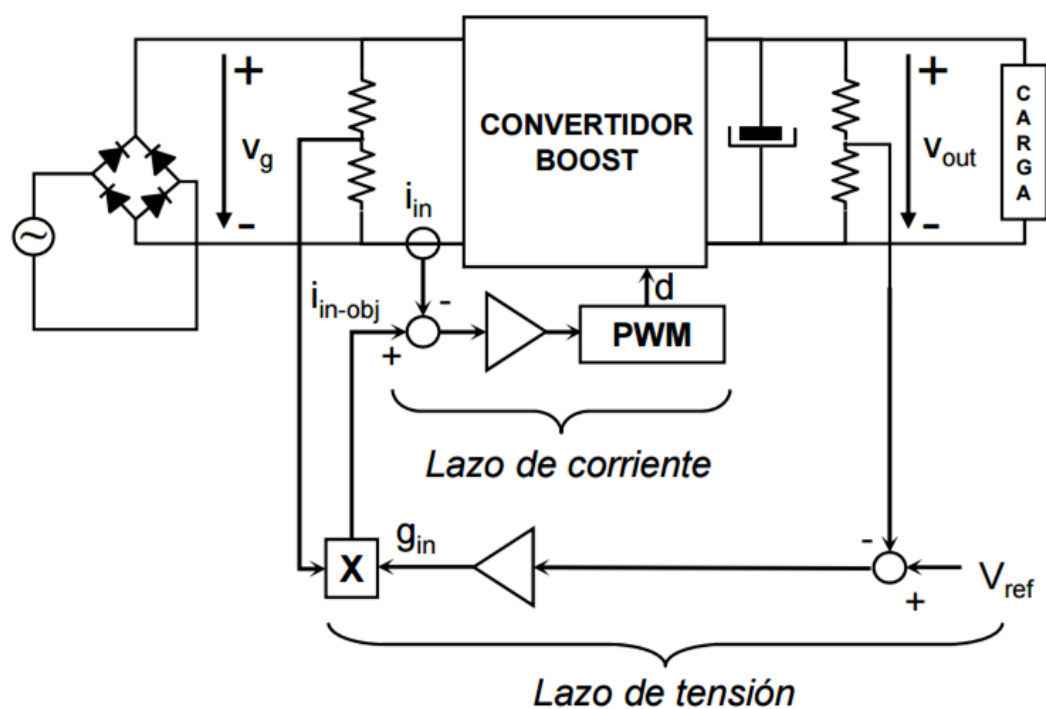


Figura 1 Esquema de la configuración

En la Figura 1 se muestra un esquema de la configuración del convertidor, obtenido de [1].

La tensión a la entrada del esquema es tipo alterna, cuya frecuencia es 100 Hz. Tras su paso por la etapa de rectificación de onda completa, con un puente de diodos, los semiciclos negativos se convierten en positivos y su frecuencia es de 50 Hz.

En el lazo de tensión se compara la tensión de salida del circuito con una referencia para obtener un valor de conductancia (g_{in}). El lazo de corriente se realiza con una medida de la corriente de entrada multiplicada por el valor de conductancia de entrada. Con ambos lazos se aumenta o disminuye el *duty cycle* del interruptor del convertidor *boost*.

Aunque el diseño del convertidor permite conversión AC-DC, como su control es complejo y excede los objetivos de este TFG, se hacen todas las pruebas en DC-DC que solo precisa un lazo de control.

1.1 Organización de la memoria

La memoria se organiza por capítulos, y éstos contienen diferentes subsecciones.

- En el capítulo 2 se explican conceptos básicos, se realiza el análisis teórico del convertidor *boost* y se describen las especificaciones iniciales del diseño.
- En el capítulo 3 se determinan las etapas de potencia, aislamiento y control. Justificándose los componentes escogidos y los diseños de reguladores y planta para la etapa de sensado. También se incluye el coste de los materiales necesarios.
- En el capítulo 4 se explica la construcción física del convertidor *boost* y sus fases: diseño de esquemáticos, rutado, construcción y posterior soldadura.
- En el capítulo 5 se determina la integración del circuito para realizar y analizar una batería de pruebas al convertidor conmutado y se detallan los resultados y modificaciones significativas en el proceso.
- En el capítulo 6 se realiza la comparativa entre el convertidor *boost* construido, una simulación HIL y una en Matlab, tanto en lazo cerrado como en lazo abierto.
- Por último, en el capítulo 7 se detallan las conclusiones obtenidas en los capítulos de este TFG.

2 Estado del arte

Los convertidores conmutados, conocidos como *Switch Mode Power Supplies*, están formados por elementos no disipativos. Componentes como diodos, condensadores, bobinas o interruptores se encargan de transformar una tensión continua a otro valor diferente también de tensión continua.

Su eficiencia es alta, llegando incluso a superar el 90% y manejan múltiples valores de voltajes de salida con un rango más amplio en las tensiones de entrada con respecto a los reguladores lineales. Sin embargo, tienen ruido eléctrico lo que conlleva que la salida no sea puramente DC. Además no son tan económicos como los reguladores lineales.

Dos de los principales convertidores conmutados son el convertidor *buck* (tipo reductor) o el convertidor *boost* (tipo elevador). Su principal diferencia es el valor de la tensión de salida respecto a la tensión de entrada, siendo $V_{OUT} < V_{IN}$ para el convertidor *buck* y $V_{OUT} > V_{IN}$ para el convertidor *boost*. Para realizar este TFG se utiliza un convertidor conmutado de tipo *boost* en la etapa de potencia por las especificaciones dadas en el apartado 2.1.1.

2.1 Análisis del convertidor *boost*

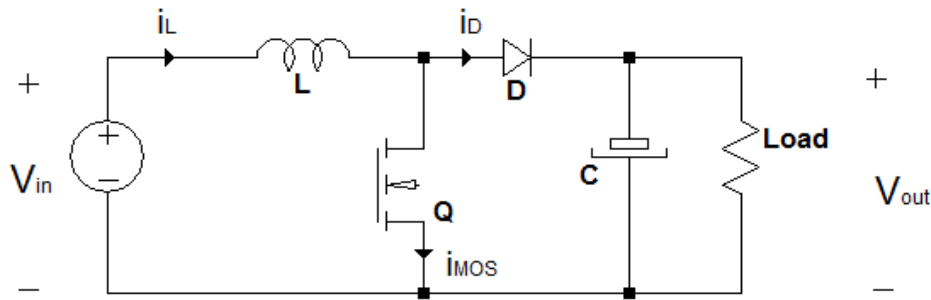


Figura 2 Modelo convertidor *boost*

El convertidor *boost*, en la Figura 2, transforma la tensión de entrada V_{IN} del circuito a una tensión V_{OUT} más elevada. Dependiendo del estado del diodo y del interruptor mosfet se dan dos modos de funcionamiento diferentes.

Con el interruptor cerrado, la inductancia almacena energía que comienza a descargarse al abrirse el interruptor. En la Figura 3 el modo de funcionamiento se acciona con el interruptor cerrado, se observa en la malla coloreada el recorrido de la corriente. En este caso, durante el tiempo t_{ON} la bobina se carga y la tensión viene dada por la expresión.

$$v_{LON} = v_{IN} = \frac{di_L}{dt} L$$

La corriente que atraviesa el condensador es:

$$i_C = -\frac{v_{OUT}}{Load}$$

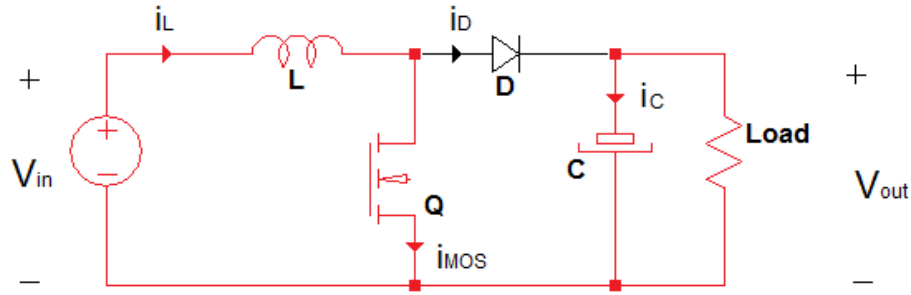


Figura 3 Modelo convertidor *boost* con interruptor cerrado

En la Figura 4 el interruptor mosfet se encuentra abierto por lo que la corriente que atraviesa la bobina actúa sobre la carga y el condensador. La tensión que cae en la bobina está conectada a la salida y tiene la siguiente expresión:

$$v_{LOFF} = v_{IN} - v_{OUT} = \frac{di_L}{dt} L$$

La corriente que atraviesa el condensador es:

$$i_C = i_L - \frac{v_{OUT}}{Load}$$

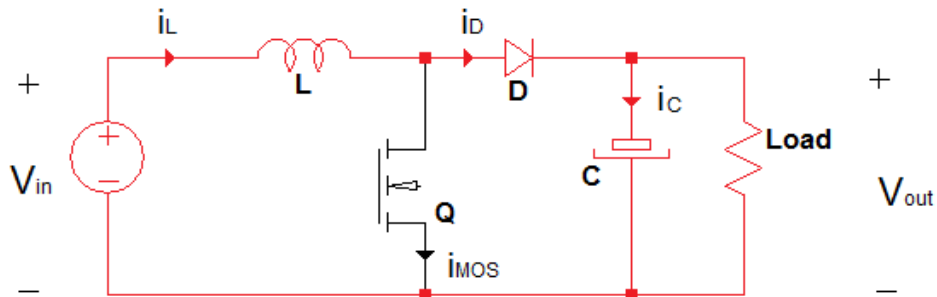


Figura 4 Modelo convertidor *boost* con interruptor abierto

El cálculo del valor correspondiente al *duty-cycle* de un convertidor *boost* según [2], se realiza calculando los incrementos de las corrientes en la bobina para los dos modos de funcionamiento.

$$\Delta i_{LON} = \frac{1}{L} \int_0^{DT} V_{IN} dt = \frac{DT}{L} V_{IN}$$

$$\Delta i_{LOFF} = \frac{1}{L} \int_0^{(1-D)T} (V_{IN} - V_{OUT}) dt = \frac{(V_{IN} - V_{OUT})(1-D)T}{L}$$

La corriente en el inductor debe ser idéntica por lo que se cumple:

$$\Delta i_{LON} + \Delta i_{LOFF} = 0 = \frac{DT}{L} V_{IN} + \frac{(V_{IN} - V_{OUT})(1-D)T}{L}$$

Despejando el valor del *duty-cycle* se obtiene como resultado:

$$D = 1 - \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}$$

Esta expresión también puede verse como la relación entre la tensión de salida y la de entrada dependiendo del ciclo de trabajo.

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{1 - D}$$

2.1.1 Especificaciones del diseño

El convertidor conmutado está formado principalmente por los siguientes elementos: bobina, mosfet, diodo y condensador de salida. Para delimitar los valores de estos componentes deben conocerse las especificaciones iniciales. En concreto para realizar este TFG se utilizan especificaciones para diseño en AC aunque las posteriores pruebas se realizan en DC-DC.

- $V_{IN}=230$ V eficaz procedente de la red eléctrica
- La tensión de pico es $V_{IN}=230\sqrt{2}=325,27$ V
- $V_{OUT}=400$ V en DC
- $P_N=300$ W a la salida
- $I_{IN} = \frac{P}{V_{IN}} = \frac{300}{230} = 1,304$ A
- $f_{IN}=100$ Hz (frecuencia rectificada)
- $f_{SWITCH}=100$ kHz

Partiendo de estos valores se procede al diseño de cada una de las etapas que conforman este TFG.

3 Diseño convertidor *Boost*

3.1 Etapa de potencia y elección de componentes

En este apartado se describen los criterios para la elección de cada uno de los componentes que forman la etapa de potencia.

La estrategia desarrollada ha sido comparar componentes que cumplan las especificaciones requeridas. En algunos casos sobredimensionados para asegurar el funcionamiento del convertidor, y elección con similares encapsulados entre ellos, para permitir un fácil intercambio ante posibles fallos del componente.

Esta comparativa se ha realizado con dos marcas internacionales de distribuidores de componentes electrónicos, RS y Farnell, [3] y [4], al ser las más extendidas en el territorio español. Para las decisiones de compra la idea general ha sido tratar de realizar un único pedido, comprobando la disponibilidad del producto y ajustando las unidades mínimas necesarias al realizar el pedido, en los casos necesarios.

3.1.1 Elección del diodo

Para una elección adecuada de este componente, se deben considerar los valores de la corriente máxima que atraviesa el diodo y la tensión repetitiva inversa de pico.

La corriente eficaz que atraviesa el diodo en un elevador se calcula utilizando la potencia nominal (especificación del diseño) entre la tensión de entrada al circuito. La expresión se ha extraído de [2] en concreto de la fórmula (8) de dicho documento.

$$i_D = \frac{P_N}{V_F} = \frac{300}{230} = 1,304 \text{ A} = I_F$$

Por otro lado el valor de la tensión repetitiva inversa de pico vendrá dado por la tensión eficaz DC de salida del circuito cuyo valor es:

$$V_{OUT} = 400 \text{ V} = V_{RRM}$$

Con el objetivo de evitar posibles picos de tensión y de corriente se sobredimensionan ambos valores $V_{RRM} = 600 \text{ V}$ y $I_F = 15 \text{ A}$. La sobredimensión es razonable para la tensión, de 400 V a 600 V, en cambio el valor de la corriente tiene una mayor sobredimensión con idea de evitar los grandes transitorios de corriente que ocurrirán en el convertidor *boost*.

Aparte se han tenido en cuenta parámetros como la tensión directa, o tensión de codo. Es la tensión que cae en el diodo durante la conducción. La potencia que se disipa en el diseño, o las pérdidas existentes, tienen una relación proporcional entre la tensión directa y la corriente que atraviesa el diodo $V_F \cdot i_D$. Cuanto menor sea el valor de la tensión directa menos pérdidas se conseguirán en el diseño.

También se valora el tiempo de recuperación inverso. Este valor indica el tiempo que transcurre desde que la intensidad pasa por cero hasta llegar al pico ya sea positivo o negativo. En este tiempo de tránsito hay una disipación de potencia en el diodo, por lo que cuanto menor sea este valor menor disipación de potencia se producirá en el componente.

Se prioriza el valor de la tensión *forward* del diodo frente al tiempo de recuperación inverso (estos valores se traducen en pérdidas) por lo que se tiende a escoger el diodo con menor tensión *forward*.

Una característica adicional para la elección del diodo ha sido la resistencia térmica de la unión al encapsulado. Se prefiere disipar el máximo calor posible para evitar sobrecalentamientos en el diodo.

Inicialmente se toma el diodo MUR1560G con $I_F=15$ A y tras las medidas realizadas en la Tabla 21 , Tabla 22, Tabla 23 y Tabla 24 se comprueba que está sobredimensionado en exceso para la corriente y no se puede alcanzar valores más altos de tensión debido al excesivo calentamiento del diodo que se produce.

Por ello se escoge de corriente menor $I_F=8$ A, con el que se consiguen alcanzar valores de tensión de salida más altos. Con este valor de corriente, se elige el diodo VS-ETH0806FP-M3.

En la Tabla 11 del anexo adjunto puede observarse una comparativa de diodos comerciales.

3.1.2 Elección del interruptor Mosfet

Este componente será el encargado de regular el paso de la corriente en el convertidor *boost* dando lugar a dos estados diferentes dependiendo de si está abierto o cerrado. Por ello, la tensión máxima y la corriente que atraviese el interruptor serán dos parámetros de diseño decisivos para la elección del componente. Por el funcionamiento del convertidor, el canal del interruptor mosfet será de tipo N.

La corriente máxima de drenaje vendrá dada por la corriente que atraviesa el diodo cuando el interruptor está abierto. Por lo tanto, usando [2] obtenemos este valor, sin tener en cuenta que el posible rizado de la corriente del 15%.

$$I_{MOS} = i_D = 1,844 \text{ A}$$

La tensión máxima *Drain-Source* queda definida por la tensión de salida del diseño, valor definido por las especificaciones iniciales.

$$V_{DS} = V_{OUT} = 400 \text{ V}$$

Para evitar posibles daños en los componentes ante picos de tensión imprevistos se modifican estos límites máximos de tensión y corriente sobredimensionándolos, asegurando un funcionamiento óptimo del convertidor *boost*.

Para decidir, se procura elegir uno cuya resistencia *Drain-Source* sea más baja y cuyos valores V_{DS} , I_{MOS} supongan una sobredimensión adecuada pasando a ser $V_{DS} = 600\text{ V}$ y $I_{MOS} = 21\text{ A}$.

Tras la realización de numerosas medidas como se explica con más detalle en el apartado 5.3.1, se comprueba que la sobredimensión de I_{MOS} es excesiva. Como conclusión el valor comercial más adecuado es $I_{MOS} = 4,5\text{ A}$.

Para escoger este componente se tiene en cuenta la capacidad de salida del condensador C_{OSS} . Este valor influye en la pendiente de subida de la tensión *Drain-Source*, cuanto menor es la capacidad más abrupta es la salida obteniéndose menores pérdidas.

Por estos motivos el mosfet escogido es el SPA04N60C3. En la Tabla 12 del anexo se muestra una comparativa de los posibles transistores mosfet a utilizar.

3.1.3 Elección del condensador

Para la elección de este componente pasivo se realiza un cálculo teórico y una adaptación de ese valor al más adecuado de los existentes en el mercado.

Se impone por el diseño que el rizado máximo permitido en la tensión de salida es del 5% se haya la variación de la tensión de salida:

$$\Delta V_{OUT} = 5\% \cdot V_{OUT} = 0,05 \cdot 400 = 20\text{ V}$$

Por lo tanto el valor máximo para la tensión de salida será:

$$V_{OUT\max} = \frac{\Delta V_{OUT}}{2} + V_{OUT} = \frac{20}{2} + 400 = 410\text{ V}$$

Para calcular el valor de la capacidad del condensador tomamos la expresión de [2]. La frecuencia de entrada de la red eléctrica es de 50 Hz que pasa a 100 Hz sin rectificar, por lo que el valor teórico del condensador según [2] es:

$$C = \frac{P_N}{2\pi \cdot f \cdot V_{OUT} \cdot \Delta V_{OUT}} = \frac{300}{2\pi \cdot 100 \cdot 400 \cdot 20} = 5,96 \cdot 10^{-5}\text{ F} = 59,6\text{ }\mu\text{F}$$

Los valores de condensadores más próximos a $5,96 \cdot 10^{-5}\text{ F}$ son $47\text{ }\mu\text{F}$ y $68\text{ }\mu\text{F}$.

Para la tensión calculada el valor comercial más cercano es 450 V, aunque tras realizar medidas se considera oportuno aumentar hasta 550 V. Con un condensador de tan alta capacidad se obtiene un menor rizado de la tensión.

La corriente de rizado en los condensadores proviene de las variaciones en la corriente que atraviesa el condensador. Por tanto, es interesante contemplar los posibles condensadores con una corriente de rizado más alta para evitar distorsiones en la señal.

En la Tabla 13 expone una comparativa de condensadores, de entre todos ellos se decide comprar ALC10A68BC550 siendo el que más se acerca a las características deseadas.

3.1.4 Elección de la bobina

En este apartado se calcula el valor teórico de la bobina que finalmente deberá adaptarse a los valores existentes en el mercado.

Se parte de las especificaciones iniciales del diseño, tensión de entrada y salida, potencia nominal, rizado máximo y frecuencia de entrada para calcular este valor.

Inicialmente se haya la corriente eficaz que circula por la bobina mediante [2].

$$i_L = \frac{P_N}{V_{IN}} = \frac{300}{230} = 1,304 A$$

Se trata de cumplir que el rizado máximo del diseño sea un 15% por lo que la variación de la corriente que atraviesa la bobina tendrá este valor:

$$\Delta i_L = 15\% \cdot i_L = 0,15 \cdot 1,304 = 0,1956 A$$

Concretamente el valor de la corriente incluyendo el rizado sobre el valor medio es:

$$i_{L_{\max}} = \frac{\Delta i_L}{2} + i_L = 0,1956 + 1,304 = 1,4018 A$$

Se calcula el *duty-cycle* del convertidor *boost* mediante la referencia [2] con eficiencia $\eta=1$:

$$D = 1 - \frac{V_{IN} \cdot \eta}{V_{OUT}} = 1 - \frac{230 \cdot 1}{400} = 0,425$$

El incremento de la corriente suponiendo que V_{OUT} y V_{IN} son constantes y T representa el periodo que viene dado por la frecuencia de entrada sin rectificar (100 Hz):

$$\Delta I_{L-ON} = \frac{1}{L} \int_0^{DT} V_{IN} dt = \frac{DT}{L} V_{IN}$$

Despejando de la expresión anterior el valor de la bobina se obtiene:

$$L = \frac{V_{IN} \cdot D \cdot T}{\Delta I_{L-ON}} = \frac{230 \cdot 0,425 \cdot \frac{1}{100000}}{0,1956} = 4,997 mH$$

Para evitar posibles daños en el circuito, se sobredimensiona el valor de la corriente nominal que soportará la bobina, procurando que sea mayor a $i_L = 1,304 A$.

El valor teórico de la inductancia debe adaptarse a los valores comerciales existentes por lo que se estudia la posibilidad de escoger bobinas cuyo valor se encuentre entre $L = 4,7 mH$ y $L = 7 mH$. Después de realizar la búsqueda se determina que las bobinas

encontradas con inductancia $L = 4,7 \text{ mH}$ no cumplen los requisitos de corriente mínima necesarios por lo que se procede a descartarlas.

Se considera la idea de una bobina “*off the shelf*” por dos motivos:

- Como se explica en el apartado 5.2.1 se comprueba que la bobina comercial satura a una corriente muy baja, lo cual no permite hacer pruebas con corrientes superiores.
- El límite establecido para el rizado de la bobina (15%) es bajo por lo que se obtiene un valor para la bobina demasiado alto.

La bobina “*off the shelf*”, cuyo valor es de 1,1 mH, pertenece al HCTLab, satura a una corriente mayor y su especificación para el rizado de la bobina es más alta.

En la Tabla 14 del anexo puede verse una comparativa de las bobinas estudiadas y las características de la bobina “*off the shelf*” escogida.

3.1.5 Elección del driver optoacoplador

Este componente se utiliza a modo de interruptor fotoeléctrico y debe ser necesariamente de tipo *Gate Drive*.

El optoacoplador tiene la función de aislar la parte analógica, procedente de la entrada del diseño, de la parte digital que corresponde con la salida. Por lo tanto, existen varios criterios para escoger este componente como la corriente de entrada que debe ser de tipo DC y la salida de tipo digital o lógica.

Un factor decisivo será el valor de la tensión de aislamiento del componente. En los casos propuestos el valor de tensión es de 3750 V o 7500 V siendo valores sobredimensionados.

Para la elección se compara el valor de tensión de aislamiento y la corriente de pico máxima de cada una de las opciones, llegando a la conclusión de que 3750 V es un valor suficientemente alto para el diseño de este TFG. La corriente de pico máxima de las opciones propuestas varía desde 60 mA hasta 2500 mA siendo 600 mA un valor razonable a soportar en el diseño.

Por otro lado, se confirma la necesidad de una resistencia R_g entre el driver y la entrada de puerta del mosfet, como se describe más detalladamente en el apartado 5.3.1. Así mismo la necesidad de llegar a un compromiso entre su temperatura y tensión máxima sin fallos de conmutación.

Tras diferentes pruebas se comprueba que cuanto mayor es la corriente de carga el fallo de conmutación se produce a menor tensión. También a mayor tensión de alimentación del driver mayor facilidad para la aparición de *ringing*.

Finalmente se escoge el driver HCPL-J314-000E. En la Tabla 15 del anexo puede verse una comparativa de optoacopladores driver.

3.1.6 Elección del puente de diodos

La función del puente de diodos es transformar los semiciclos positivos y negativos procedentes de la tensión de entrada. Mantiene al mismo valor de entrada los positivos e invierte los negativos, logrando el doble de la frecuencia de entrada.

Se escoge este componente teniendo en cuenta que deberá soportar corrientes de igual valor que las que atraviesan el diodo (calculado en la elección del diodo) con valor $i_D = 1,844A$ y unas tensiones iguales a la tensión de salida del circuito es decir $V_{out} = 400V$. Se sobredimensiona la corriente que atraviesa el puente de diodos hasta 15 A y la tensión a un valor de 600V, intentando evitar los efectos de los posibles picos de corriente y de tensión.

Una característica escogida para diferenciar las opciones ha sido el parámetro I^2t del diodo. Este valor representa la característica de fusión del filamento del diodo, de tal forma que en un posible error de funcionamiento será el fusible el que se estropee y no el diodo. Por lo que cuanto mayor valor del parámetro mejor.

De idéntica forma que en el apartado de la elección del diodo, se muestra la resistencia térmica de la unión al encapsulado. Una resistencia térmica baja disipa mejor el calor del componente ayudando a evitar sobrecalentamientos en el diodo.

Valorando estos motivos se decide comprar el puente de diodos con referencia GBPC1506W. En la Tabla 16 del anexo puede verse una comparativa de algunas posibilidades de puentes de diodos.

3.2 Etapa de aislamiento de tensión y corriente

Mediante el aislamiento se consigue que dos etapas estén conectadas sin la necesidad de utilizar conexiones físicas entre ellas. Al aislar las etapas de potencia, control y sensado se cumple con la normativa de seguridad, obteniéndose medidas de tensión y de corriente más precisas. Además también se evita transmitir ruidos procedentes de componentes analógicos.

Para realizar esta separación se utilizan componentes de aislamiento específicos denominados optoacopladores. Estos componentes contienen un led que al recibir una tensión irradian un haz de luz. Sin conexión eléctrica se recibe este haz y se transforma en una corriente. Concretamente los optoacopladores utilizados también tienen la función de amplificación de la señal de salida.

3.2.1 Aislamiento de tensión

La etapa de aislamiento de tensión se realiza para la tensión de entrada y la de salida que provienen de la etapa de potencia. Se separan las masas y alimentaciones dependiendo de si proceden de la parte de potencia o la parte de señal. Se utiliza un optoacoplador específico para sensado de tensión. El optoacoplador escogido es el ACPL-7900-000E. Sobre este optoacoplador cabe mencionar dos detalles significativos: la ganancia típica según su hoja de datos es de 8,2 y además posee un valor de 1,23 V para su *Output*

Common Mode Voltage(V_{OCM}). Esto significa que para una entrada de 0 V el optoacoplador ofrece una salida de 1,23 V. Este funcionamiento se muestra en la Figura 5. Son valores decisivos para los divisores de tensión que a la salida del optoacoplador regulan la entrada del ADC para la *SpCard* cuyo límite es 1 V.

En la Tabla 19 puede comprobarse cómo ocurre este funcionamiento en el convertidor construido.

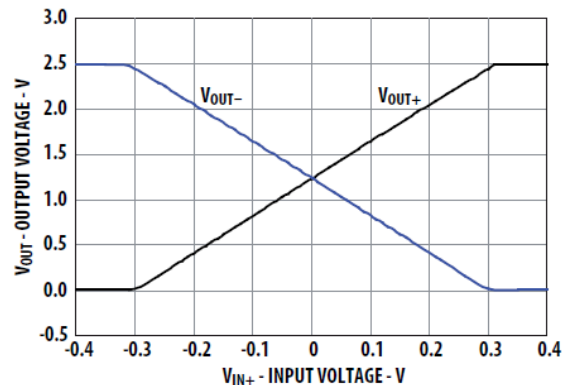


Figura 5 Tensión de salida vs tensión de entrada para optoacoplador ACPL-7900-000E

3.2.2 Aislamiento de corriente

La etapa de aislamiento de corriente tiene la misma finalidad que la de tensión y se realiza en la corriente que atraviesa una resistencia *shunt*. Esta resistencia se utiliza para realizar las mediciones de corriente y tiene un valor bajo lo cual implica pocas pérdidas. El aislamiento se realiza con un optoacoplador específico de corriente. Para este aislamiento se toma el optoacoplador HCPL-7510-000E. En este optoacoplador la ganancia se rige por $V_{REF}/0,512$ y la tensión de salida a una entrada de 0 V es de 2,0 V, tal como se observa en la Figura 6.

De igual forma estos valores delimitan las resistencias del divisor de tensión a la salida de este optoacoplador, teniendo en cuenta que el ADC de la *SpCard* solo interpreta valores por debajo de 1 V. Este funcionamiento está documentado en la Tabla 20 .

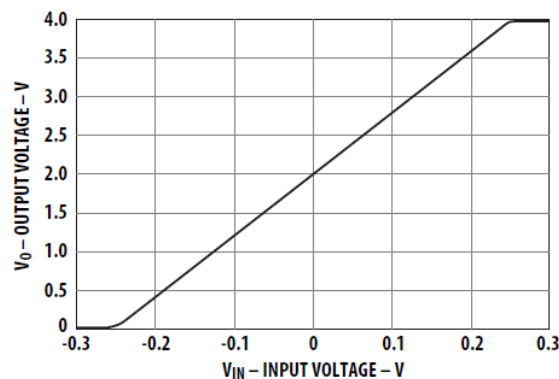


Figura 6 Tensión de salida vs tensión de entrada para optoacoplador HCPL-7510-000E

3.3 Etapa de control

En la etapa de control se realizan las medidas para ajustar con un valor de consigna o referencia hasta un valor deseado.

Este control se puede realizar con el método de corrección de factor de potencia, según la referencia [1]. El factor de potencia es una relación entre la potencia activa y la potencia aparente de un determinado diseño. Este valor, que varía entre 0 y 1, indica si existe un desfase entre el voltaje y la corriente. Por tanto, a mayor factor de potencia menor nivel de desfase, siendo 1 el valor ideal ya que toda la potencia se utilizaría por parte de la carga. Por este motivo, a menor factor de potencia mayor más consumo de energía se produce.

Factores de potencia de 0 o 1 solo se dan en casos ideales. En circuitos reales con un valor de factor de potencia cercano a la unidad se consigue una disminución de las pérdidas en los componentes y minimizar los riesgos de caídas de tensión. El término Control de Factor de Potencia CFP o PFC *Power Factor Correction*, se refiere a la técnica utilizada para variar el factor de potencia. En ella se utilizan lazos de realimentación para controlar los niveles de tensión y/o corriente a la salida. En este TFG no se realiza CFP aunque existe la posibilidad de realizarlo.

A continuación se mencionan teóricamente los dos tipos de sistemas de control utilizados en este TFG.

- Sistemas de control en lazo abierto. Son sistemas cuya salida se genera dependiendo únicamente de la entrada, sin considerarse ningún tipo de control de perturbaciones externas.
- Sistemas de control en lazo cerrado. Son sistemas cuya salida se genera dependiendo de la entrada y de consideraciones y correcciones realizadas en su realimentación también denominado sensado.

La arquitectura más básica en los diseños de sistemas de control se corresponde con la Figura 7. En la Tabla 1 se determina el significado de la nomenclatura para esta estructura.

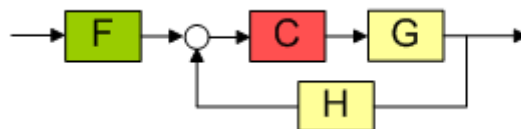


Figura 7 Estructura común diseño sistema de control

Identificador	Nombre
F	Prefiltro=1
C	Regulador
G	Planta
H	Sensado

Tabla 1 Términos de la estructura

3.3.1 Diseño de regulador para lazo cerrado

Para el diseño del regulador se utiliza la herramienta gráfica *sisotool*. Con ella se puede determinar la función de transferencia del regulador conociendo las expresiones del resto de bloques. Además se puede variar manualmente la composición de polos y ceros en el

lugar de las raíces o la expresión matemática. Las especificaciones iniciales sobre las que se parten para el diseño del regulador son:

- Tensión de entrada 30 V
- Tensión de salida 60 V
- Resistencia de la carga 600 Ω , para $I_{OUT} = 0,1$ A
- Bobina con valor 1,1 mH
- Condensador con valor 68 μ F
- $f_{sw}=100$ kHz

El objetivo del regulador es alcanzar la estabilidad en el menor tiempo posible, evitando sobreoscilaciones. Se decide diseñar dos reguladores distintos. Uno de tipo PI más lento al tardar más tiempo en estabilizarse y otro de tipo PID más rápido. Más detalle en ANEXO 5.

$$R(z) = k \frac{z-b}{z-1} = \frac{A_0 + A_1 z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad R(z) = k \frac{(z-a)(z-b)}{z(z-1)} = \frac{A_0 + A_1 z^{-1} + A_2 z^{-2}}{1-z^{-1}}$$

Los coeficientes A_0, A_1 y A_2 son los datos a introducir para la configuración de la *SpCard*.

Primeramente se obtiene la expresión de la planta del circuito mediante la tabla 8.2 de [5]. De ella, se extraen los términos para los convertidores DC-DC de tipo *boost* consiguiendo:

$$G_{vd}(s) = G_{d0} \frac{(1 - \frac{s}{\omega_z})}{(1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2})}$$

Se realiza la transformada de Fourier a $G_{vd}(s)$ y la transformación de continuo a discreto. Insertando este resultado y los valores iniciales en *sisotool* se diseña el regulador. Se modifican las posiciones de los polos y ceros variando su LDR hasta lograr una respuesta al escalón deseable en términos de tiempo y de rizado.

La respuesta al escalón de los dos reguladores diseñados se muestra en las Figura 8 y Figura 9 donde se observa que el tiempo de establecimiento entre ambos reguladores es muy diferente.

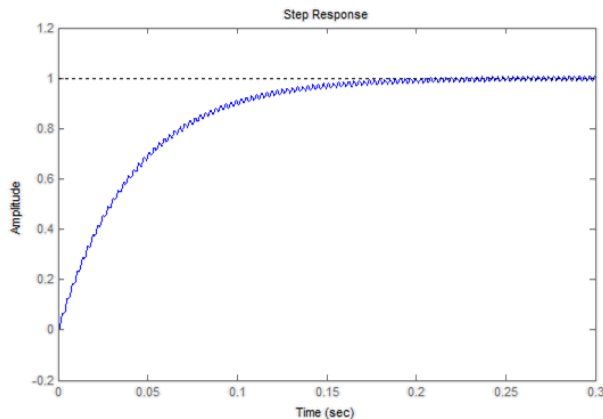


Figura 8 Respuesta al escalón del regulador lento

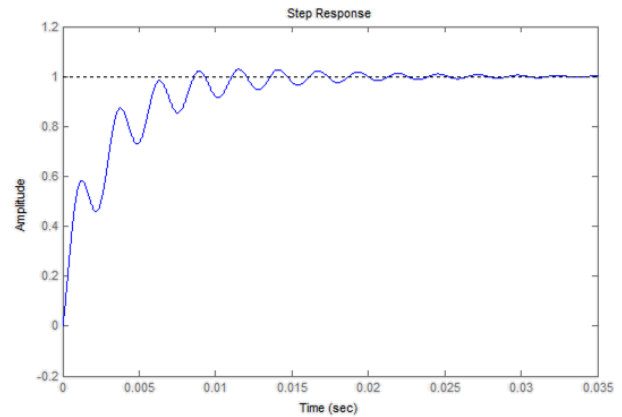


Figura 9 Respuesta al escalón del regulador rápido

3.4 Coste de materiales

En la Tabla 2 se muestra el presupuesto requerido para la compra de los materiales en la realización del PCB. Cabe mencionar que el coste es al por menor en la empresa de distribución RS. El precio final supone la cantidad necesaria en el caso de replicar de nuevo este TFG. No se detallan los numerosos instrumentos e infraestructuras disponibles en el HCTLab y en la EPS.

Cabe destacar que en la medida de lo posible se ha tratado de utilizar los componentes existentes en el laboratorio. Así mismo las unidades compradas siempre han sido las mínimas necesarias.

Elemento	Ref. Fabricante	Cantidad	Código RS	Precio Unitario	Precio Total
Optoacoplador tensión	ACPL-7900-000E	2	734-4988	3,38 €	6,76 €
Optoacoplador corriente	HCPL-7510-000E	1	734-4934	5,15 €	5,15 €
Driver Optoacoplador	HCPL-J314-000E	1	818-8385	2,254 €	2,254 €
Diodo	VS-ETH0806FP-M3	1	7481140	0,6842 €	0,6842 €
Bobina	744825605	1	489-0403	5,40 €	5,40 €
Transistor Mosfet	SPA04N60C3	1	753-3147	1,595 €	1,595 €
Condensador 68µF 550V	ALC10A680BC550	1	8741563	4,14 €	4,14 €
Puente de diodos	GBPC1506W	1	687-5683	0,95 €	0,95 €
Regulador de tensión	LM2940IMP-5.0/NOPB	1	761-5618	1,912 €	1,912 €
Diodo ESD	VESD03-02V-G-08	1	818-4418	0,108 €	0,108 €
Amplificador operacional	OPA2374AID	1	661-0785	1,79 €	1,79 €
Resistencia de 3W	RWM04104R70JR15E1	2	485-1638	0,808 €	1,616 €
Resistencias de 0,25 W	YR1B1K96CC	15	754-8776	0,192 €	2,88 €
Condensador 22nF	QXK2J223KTPTZH	2	755-4642	1,69 €	3,38 €
Condensador 68pF	VY2680K29Y5SS6TV7	2	736-8889	0,127 €	0,254 €
Condensador 100pF	VY2151K29Y5SS6TV5	8	736-8892	0,428	3,424 €
Condensador 2,2nF	BFC236855222	2	378-833	0,342 €	0,684 €
Conector 24 vías	2-1761603-8	1	745-5886P	1,96 €	1,96 €
Terminales para PCB	PM 5.08/2/90 3.5 SW	6	425-8720	0,192 €	1,152 €

Total sin IVA

46,09 €

Tabla 2 Coste de materiales

4 Construcción

Completadas las etapas de elección y compra de componentes, se realiza el diseño de la placa con la herramienta *Altium Designer*. Con ella se procede a realizar el diseño esquemático, su rutado y su posterior PCB.

4.1 Esquemático

Se diseñan los esquemáticos para la etapa de potencia (Figura 10), aislamiento de tensión, aislamiento de corriente y conectores (en ANEXO 1).

Cabe mencionar ciertos detalles del diseño principal:

- Se colocan *Test Points* en distintas etapas del circuito para utilizar las sondas del osciloscopio cómodamente. Con el mismo objetivo, se sitúan conectores de masa a lo largo de la placa del tipo GND_POWER y GND_SIGNAL en sus correspondientes planos de masa.
- Se realiza una estructura con jumpers para escoger qué señales se desean llevar al regulador que se encuentra en la *SpCard* [6]. Pudiéndose elegir entre las señales V_{IN} , V_{OUT} e I_{IN} previas al aislamiento o las señales $V_{MEDIDAIN}$, $V_{MEDIDAOUT}$ e $I_{MEDIDAIN_AMPLI}$ posteriores al aislamiento y al divisor de tensión que las restringe hasta 1 V.
- Se realiza otra estructura con un jumper para elegir si la alimentación de 5 V para potencia procede de la señal externa o la interna. La externa llega desde la fuente de alimentación y la interna viene de un regulador lineal que transforma desde 15 V a 5 V. Este detalle se observa en la Figura 30 .
- En los esquemáticos la nomenclatura utilizada para las señales de la etapa de potencia se denomina con el sufijo _POWER (_P) y de señal con _SIGNAL (_S).

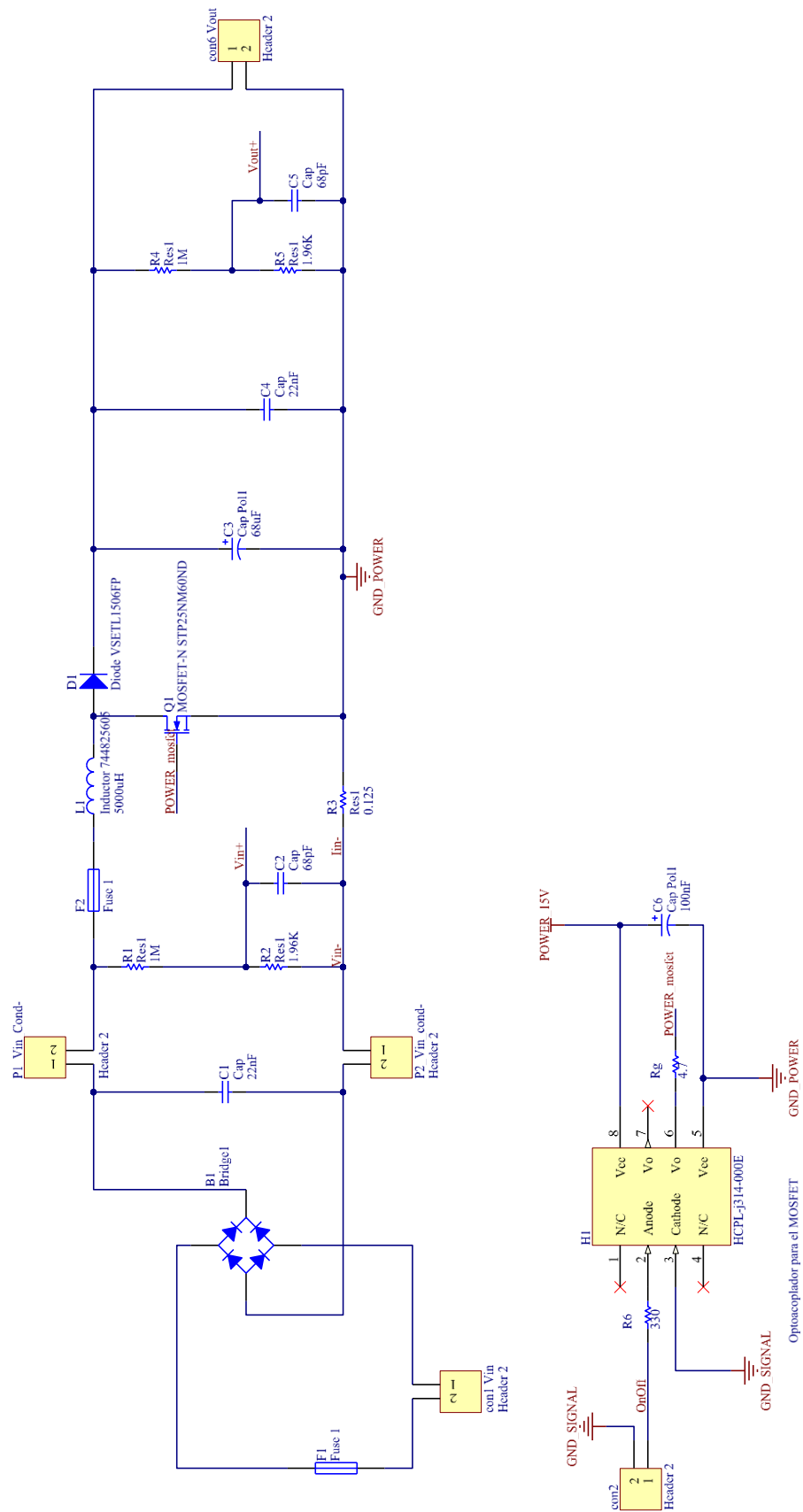


Figura 10 Esquemático: Etapa de potencia y driver

Resto de esquemáticos en ANEXO 1.

4.2 Rutado

Completo el diseño del esquemático, se realizan las huellas o *footprints* de los componentes que no aparecen en las librerías. Según [7] y en base a las especificaciones de cada hoja de datos. Terminada esta fase se procede al rutado manual del circuito, cuyo resultado se muestra en las Figura 11 y Figura 12. Teniendo en cuenta varios aspectos:

- Diseño compuesto por dos capas, *top* y *bottom*. La capa *top* contiene dos planos de masa aislados, uno para la parte de señal y otro para la de potencia. En la capa *bottom* se realiza la soldadura de todos los componentes.
- Un rutado manual de las pistas, según las referencias [8] y [9], donde se indica la distancia de separación entre pistas en base al grado de polución en la estancia y el grupo de materiales (*Clearance Insulation Distance*).
- Colocación cercana del diodo, mosfet y driver. Para evitar pérdidas y ruidos de conmutación.
- Se intenta realizar el menor número de vías posible y un circuito impreso con las menores dimensiones posibles.
- Cabe mencionar la realización de un hueco para soldar el cortocircuito (F2) cuyo objetivo es medir la corriente en la bobina. Dado que la sonda de corriente es una pinza amperimétrica, se necesita que por su interior atravesase el cable con la intensidad a medir. De esta forma se evita abrir el circuito para realizar mediciones de corriente.

Finalmente el diseño consta de cinco archivos: capa *Bottom* .*GBL*, capa *Top* .*GTL*, Taladros o *Drills*, definición de bordes externos .*GM1* y serigrafía .*GM15*.

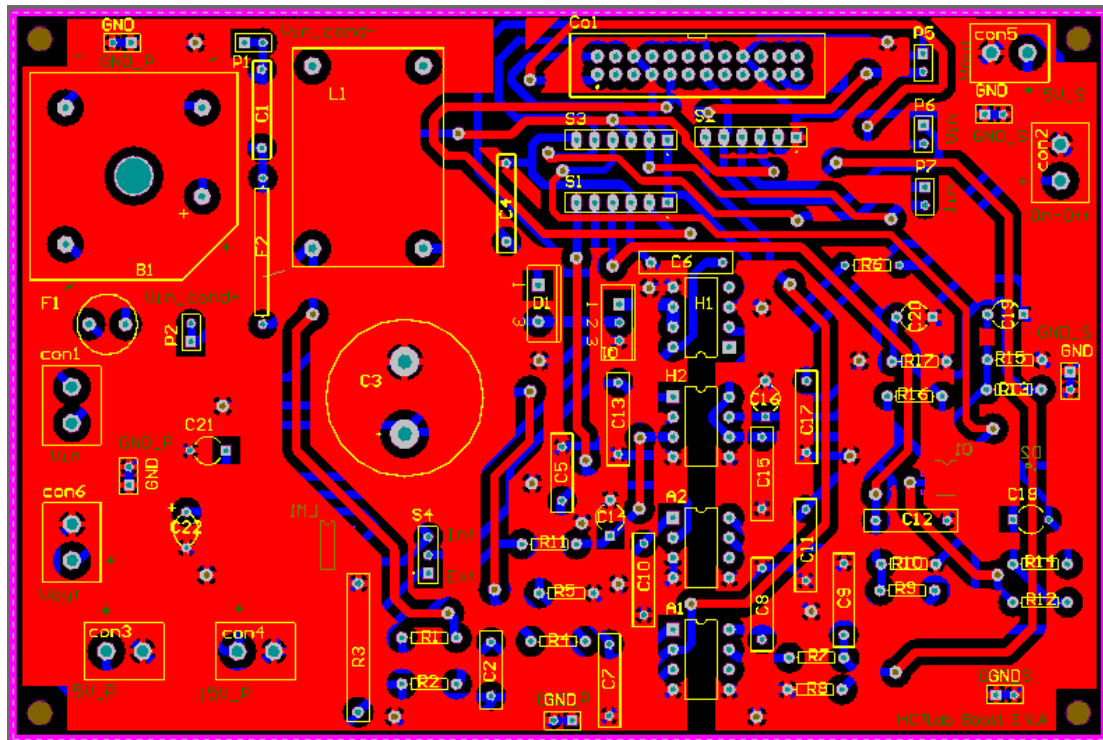


Figura 11 Rutado del circuito capa top

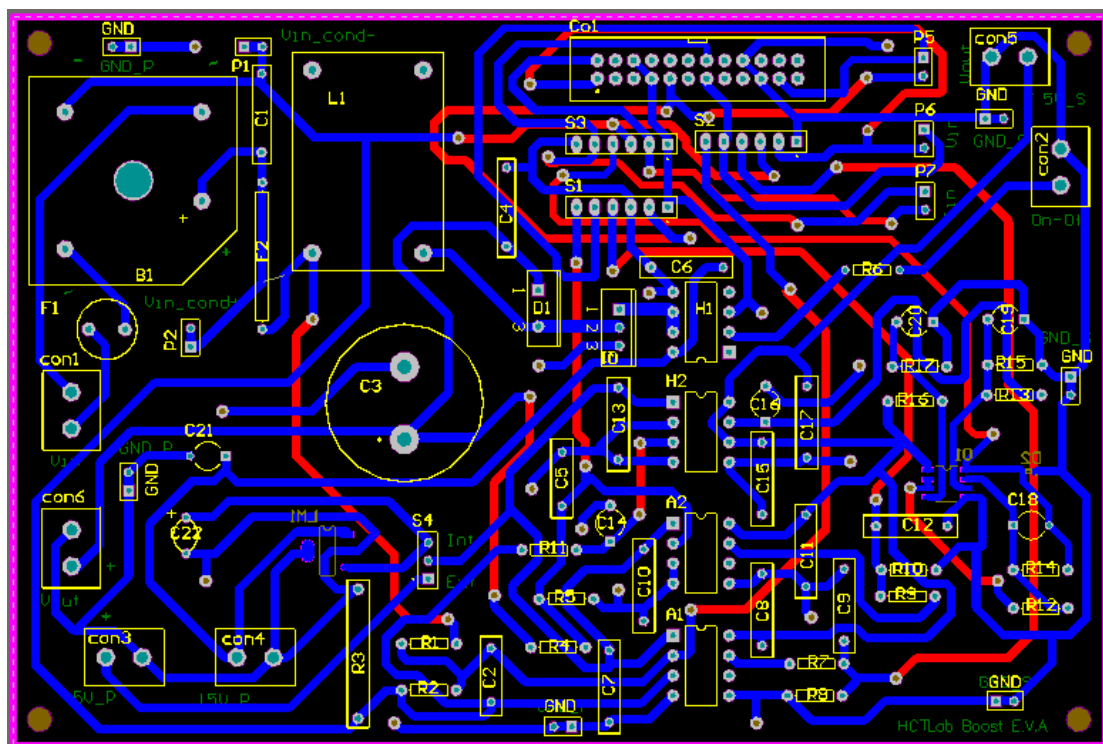


Figura 12 Rutado del circuito capa bottom

4.3 Construcción

Tras la obtención de los cinco ficheros gerber se procede a construir la placa mediante la fresadora de la EPS. En este proceso se obtiene el circuito impreso de las Figura 13 (capa *top*) y Figura 14 (capa *bottom*).

Como se observa en la Figura 13 se decide utilizar en las dos capas la técnica de *Rubout*, que consiste en quitar todo el cobre de la placa salvo el de las pistas y los *pads*. Así se consigue un mejor aislamiento entre los planos de masa y evitar complicaciones en la soldadura.

Para la realización de la serigrafía se efectúa haciendo una resta entre el fichero de la capa *top* y el fichero de la serigrafía, de modo que cada carácter se logra retirando el cobre con el punzón de la fresadora.

Finalmente hay que mencionar que en este proceso se aplica una capa de *flux* sobre el circuito impreso para ayudar a su mejor fijación en la posterior soldadura. Se realiza la soldadura de todos los componentes (*through hole* y SMD) en la capa *bottom*, midiendo en todo momento la conectividad de las conexiones efectuadas mediante un multímetro.

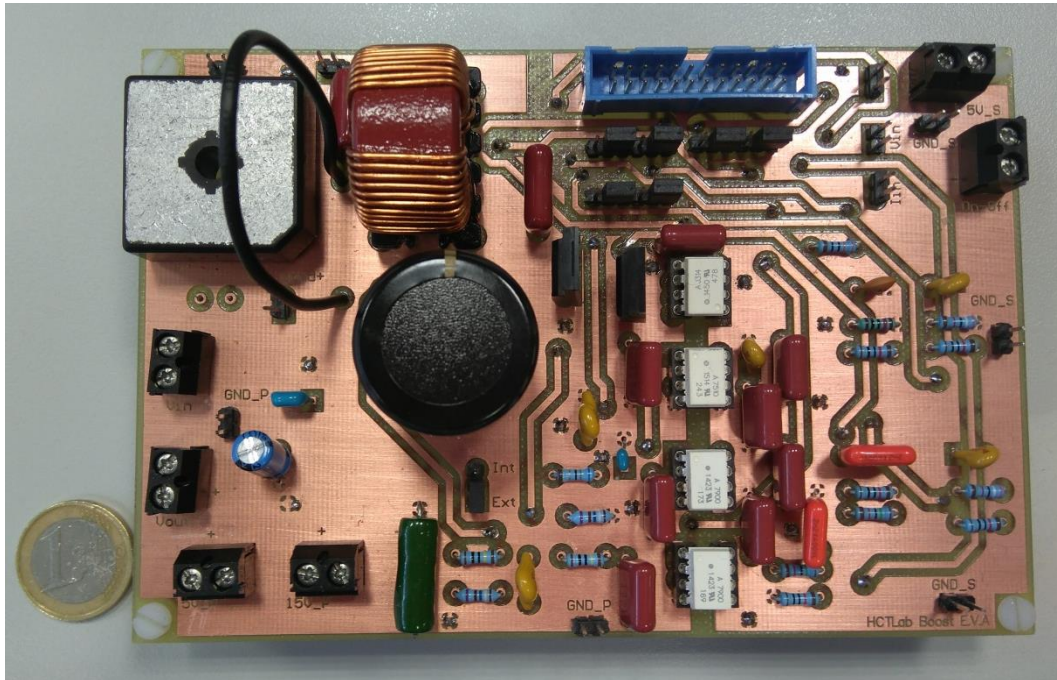


Figura 13 Circuito impresso capa top

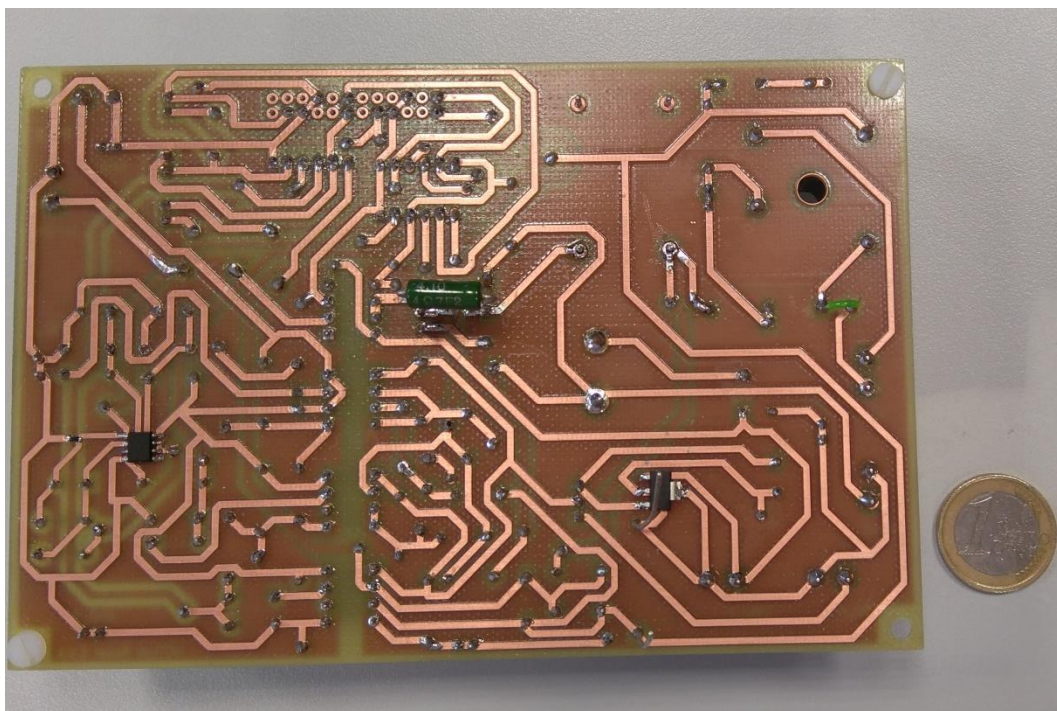


Figura 14 Circuito impresso capa bottom

5 Integración, pruebas y resultados

Completada la construcción del circuito impreso, se procede a realizar pruebas y medidas al convertidor *boost*. En este capítulo se explica la distribución del circuito y se realizan las pruebas tanto para la etapa de potencia como la etapa de control.

5.1 Distribución del circuito

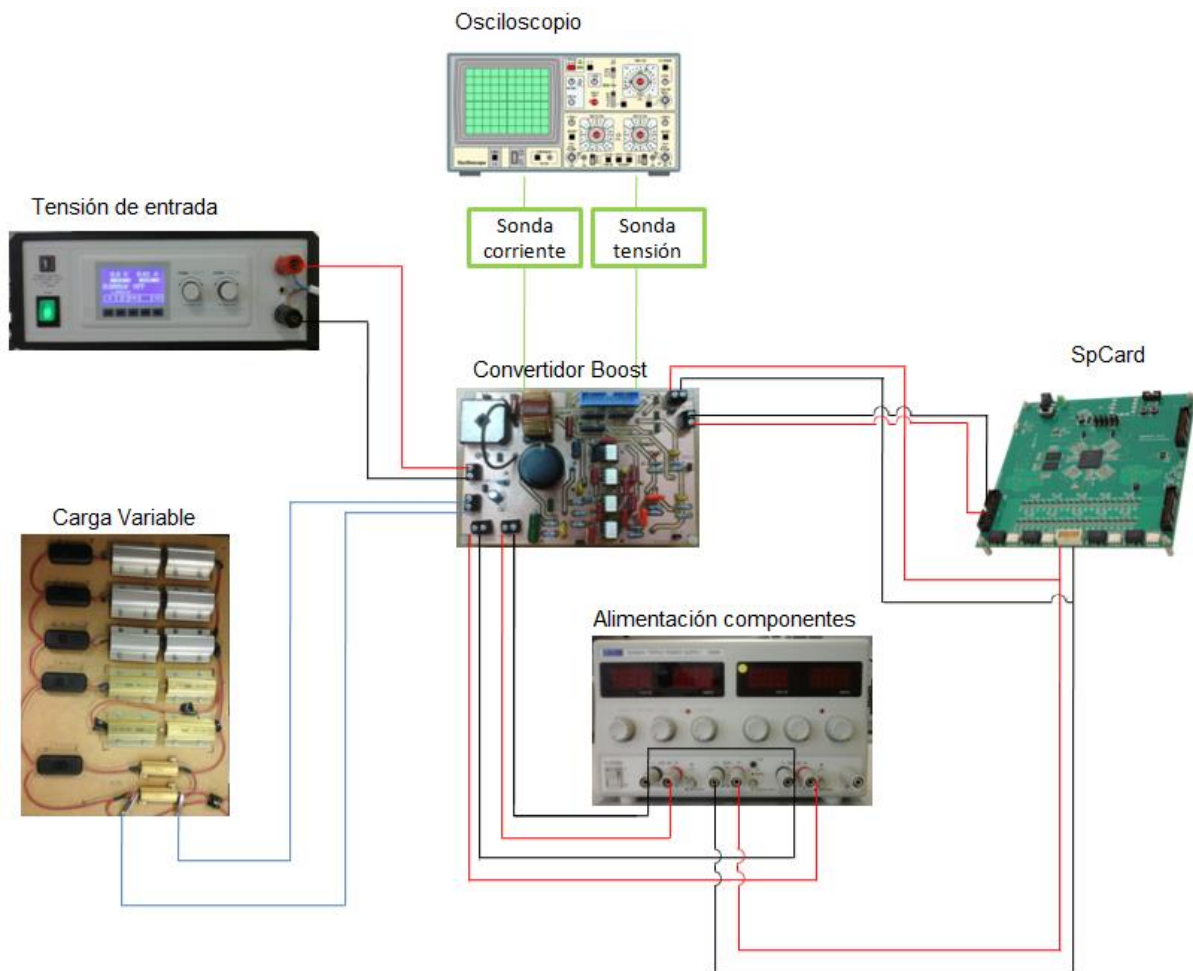


Figura 15 Distribución del sistema para realizar medidas

Para realizar pruebas del convertidor *boost*, éste se conecta a distintos elementos: fuente de alimentación, generador de la tensión de entrada, carga variable, *SpCard* [6], osciloscopio y multímetro. Cabe mencionar que en la alimentación de los componentes dos masas tienen los terminales negativos unidos al tratarse de señales de la parte de potencia (15V_P y 5V_P). La alimentación de la *SpCard* también es la misma que en la parte de señal (5V_S).

5.2 Pruebas etapa potencia

Inicialmente se realizan medidas de comprobación sobre el funcionamiento del convertidor *boost*. Estas pruebas se realizan en lazo abierto y la generación de pulsos se

crea desde la *SpCard*. Además la V_{IN} se limita a un máximo de 30 V para evitar que se estropeen componentes hasta verificar su correcto funcionamiento.

En la configuración de la *SpCard* se detallan las características para generar el tren de pulsos con una frecuencia de conmutación de 100 kHz y *duty cycle* de 0,2. En las medidas iniciales la carga es de 250 Ω .

Se comprueba cómo los valores teóricos coinciden con los medidos. Conviene indicar dos detalles significativos:

- Las medidas dan exactamente el mismo valor tanto para la señal de 5 V externa como interna (procedente del regulador lineal), como cabría esperar de un funcionamiento adecuado.
- Se comprueba la influencia de la resistencia de entrada $R_{IN}=22\text{ k}\Omega$ de los optoacopladores en cada tensión medida a su entrada.

Se comprueban los valores de medida con el funcionamiento del *boost*, la tensión de entrada, de salida y de corriente en Tabla 17, Tabla 18, Tabla 19 y Tabla 20 respectivamente pertenecientes al ANEXO 3.

5.2.1 Modificaciones etapa de potencia

Con estas pruebas se detecta una modificación a realizar importante:

- Tras una bobina inicial de 5 mH se observa su saturación a una corriente demasiado baja, por lo que se decide implantar en el circuito la bobina del laboratorio de 1,1 mH (*“off the shelf”* en Tabla 14) con una corriente nominal mayor. Este comportamiento se muestra en la Figura 31 donde se comprueba la configuración no lineal de la bobina a una corriente cercana a los 1,5 A.
- El divisor de tensión a la salida de los optoacopladores de aislamiento debe variar su tensión de 2,5 V a 1 V. El primer valor es el mínimo valor devuelto por el optoacoplador según su hoja de datos y como se puede comprobar en la quinta columna de la Tabla 20. El segundo la tensión máxima que acepta el ADC de la *SpCard*. Finalmente se compone de dos resistencias de 15k Ω y 10k Ω .

5.3 Pruebas circuito completo

Las pruebas intermedias se realizan en lazo abierto y con tensiones de entrada de hasta 200 V. Los valores en el ciclo de trabajo que varían de 0,2 hasta 0,8. Se comprueba que cuanto mayor es la tensión de alimentación del driver HCPL-J314-000E mayor influencia tiene sobre la oscilación de los pulsos. Se realizan pruebas con una alimentación de 15 V y de 11 V.

5.3.1 Modificaciones etapa de control

Con las numerosas medidas se detectan y efectúan cambios para mejorar el funcionamiento del convertidor.

- Se manifiestan fallos de conmutación en las tensiones de entrada más altas. Para su corrección se redimensionan de las dos resistencias a la salida del driver optoacoplador (R_g) y a la entrada, siendo fundamental encontrar el valor adecuado para R_g . Se realizan pruebas con diferentes valores y distintas potencias nominales, sabiendo que a mayor potencia nominal soportan más tensión. Se detecta, con una pistola laser de temperatura infrarroja, una temperatura demasiado elevada. Por lo tanto se llega a un compromiso entre la temperatura de la resistencia y la tensión hasta la que se pueda aumentar sin fallos de conmutación. Se captura esta situación en la Figura 32 .
- Se comprueba que la señal procedente del *Source-Drain* del transistor mosfet tiene un tiempo de levantamiento demasiado elevado, debido a la capacidad parásita del mosfet. Por ello se decide realizar medidas con diferentes modelos de mosfets, variando en cada uno de ellos su corriente (STP20NM60FP, STP26NM60ND SPA04N60C3). Se comprueba que a medida que la corriente disminuye el tiempo de levantamiento mejora. Puede observarse este comportamiento en la Figura 33.

Las medidas de las pruebas del circuito completo se recopilan en función al *duty cycle* y a la tensión de alimentación del driver. El valor de *duty cycle* no llega nunca a ser unitario puesto que el diseño del convertidor *boost* necesita tiempos en off para descargarse. La alimentación del driver, puede tener un valor de entre 10 y 30 V según las especificaciones de su hoja de datos.

Inicialmente, se mide, con ayuda de un multímetro, el valor de la resistencia *shunt*, la cual es de 0,125 Ω , también se mide V_{SHUNT} . De esta forma se calcula I_{IN} con unidades de amperios.

$$I_{IN} = \frac{V_{SHUNT}}{R_{SHUNT}} \cdot \frac{1}{1000}$$

Este valor se puede comparar con I_{IN} osciloscopio valor tomado desde la sonda del osciloscopio.

Para realizar cálculos sobre el rendimiento se procede a calcular las potencias de salida y de entrada:

$$P_{OUT} = \frac{V_{OUT}^2}{R_{LOAD}} \quad P_{IN} = \frac{V_{BRIDGE}}{I_{IN}}$$

Todos estos valores obtenidos se encuentran en Tabla 3, Tabla 4, Tabla 5 , Tabla 6, Tabla 7 Tabla 8, Tabla 9 y Tabla 10.

Cabe mencionar que para un *duty cycle* de valor 0,8 y valores altos de tensión de entrada, la placa comenzaba a calentarse llegando incluso a desoldarse la resistencia R_g por la elevada temperatura.

V_{BRIDGE}	V_{OUT}	V_{SHUNT}	I_{IN}	$I_{\text{IN osciloscopio}}$	P_{OUT}	P_{IN}	$\eta = P_{\text{OUT}}/P_{\text{IN}}$
47,2 V	60,08 V	17,9 mV	0,1432 A	0,1291 A	6,67210055 W	6,75904 W	0,98713731
78,9 V	100,2 V	29,7 mV	0,2376 A	0,2244 A	18,5582994 W	18,74664 W	0,98995337
110,3 V	140 V	41,6 mV	0,3328 A	0,3178 A	36,2292052 W	36,70784 W	0,98696096
157,8 V	200,7 V	59,4 mV	0,4752 A	0,456 A	74,4556192 W	74,98656 W	0,99291952
198,1 V	251,8 V	74 mV	0,592 A	0,57 A	117,196377 W	117,2752 W	0,99932788

**Tabla 3 Ciclo 0,2, RG=4,7 Ω ,
Carga 541 Ω , alimentación
driver 11 V**

V_{BRIDGE}	V_{OUT}	V_{SHUNT}	I_{IN}	$I_{\text{IN osciloscopio}}$	P_{OUT}	P_{IN}	$\eta = P_{\text{OUT}}/P_{\text{IN}}$
47,2 V	60,1 V	17,9 mV	0,1432 A	0,1307 A	6,67654344 W	6,75904 W	0,98779463
79,1 V	100,3 V	29,8 mV	0,2384 A	0,2249 A	18,5953604 W	18,85744 W	0,98610206
111 V	140,9 V	42 mV	0,336 A	0,3204 A	36,6965065 W	37,296 W	0,98392606
158,2 V	200,9 V	60,2 mV	0,4816 A	0,4585 A	74,604085 W	76,18912 W	0,97919605

**Tabla 4 Ciclo 0,2, RG=4,7 Ω ,
Carga 541 Ω , alimentación
driver 15 V**

V_{BRIDGE}	V_{OUT}	V_{SHUNT}	I_{IN}	$I_{\text{IN osciloscopio}}$	P_{OUT}	P_{IN}	$\eta = P_{\text{OUT}}/P_{\text{IN}}$
35,71 V	60,04 V	24 mV	0,192 A	0,176 A	6,66321922 W	6,85632 W	0,97183609
59,6 V	100,2 V	40 mV	0,32 A	0,3028 A	18,5582994 W	19,072 W	0,9730652
83,3 V	140,1 V	56 mV	0,448 A	0,4283 A	36,2809797 W	37,3184 W	0,97220084
118,9 V	200,5 V	79,9 mV	0,6392 A	0,6143 A	74,3073013 W	76,00088 W	0,97771633
148 V	250 V	99 mV	0,792 A	0,766 A	115,526802 W	117,216 W	0,98558902
171,5 V	291 V	115,4 mV	0,9232 A	0,895 A	156,526802 W	158,3288 W	0,98861864

**Tabla 5 Ciclo 0,4, RG=4,7 Ω ,
Carga 541 Ω , alimentación
driver 11 V**

V_{BRIDGE}	V_{OUT}	V_{SHUNT}	I_{IN}	I_{IN} osciloscopio	P_{OUT}	P_{IN}	$\eta = P_{\text{OUT}}/P_{\text{IN}}$
35,52 V	60,09 V	24,4 mV	0,1952 A	0,1755 A	6,67432181 W	6,933504 W	0,96261887
59,4 V	100,3 V	40,2 mV	0,3216 A	0,3029 A	18,5953604 W	19,10304 W	0,97342415
83,4 V	140,7 V	56,5 mV	0,452 A	0,4284 A	36,592403 W	37,6968 W	0,97070316
118,5 V	200,2 V	80,4 mV	0,6432 A	0,6143 A	74,0851017 W	76,2192 W	0,97200052

Tabla 6 Ciclo 0,4, RG=4,7 Ω ,
Carga 541 Ω , alimentación
driver 15 V

V_{BRIDGE}	V_{OUT}	V_{SHUNT}	I_{IN}	I_{IN} osciloscopio	P_{OUT}	P_{IN}	$\eta = P_{\text{OUT}}/P_{\text{IN}}$
24,27 V	60 V	36,6 mV	0,2928 A	0,2764 A	6,65434381 W	7,106256 W	0,93640643
40,6 V	100,1 V	61,6 mV	0,4928 A	0,4699 A	18,5212754 W	20,00768 W	0,9257083
56,7 V	140 V	85,7 mV	0,6856 A	0,6608 A	36,2292052 W	38,87352 W	0,93197645
81 V	200 V	122,4 mV	0,9792 A	0,951 A	73,9371534 W	79,3152 W	0,932194

Tabla 7 Ciclo 0,6, RG=4,7 Ω ,
Carga 541 Ω , alimentación
driver 11 V

V_{BRIDGE}	V_{OUT}	V_{SHUNT}	I_{IN}	$I_{\text{IN osciloscopio}}$	P_{OUT}	P_{IN}	$\eta = P_{\text{OUT}}/P_{\text{IN}}$
24,17 V	60,03 V	36,9 mV	0,2952 A	0,2776 A	6,6609982 W	7,134984 W	0,93356899
40,5 V	100,2 V	61,3 mV	0,4904 A	0,4711 A	18,5582994 W	19,8612 W	0,93439971
56,5 V	140 V	86 mV	0,688 A	0,6608 A	36,2292052 W	38,872 W	0,93201289
80,8 V	200,8 V	123,3 mV	0,9864 A	0,9543 A	74,5298336 W	79,70112 W	0,93511652

Tabla 8 Ciclo 0,6, $R_G=4,7 \Omega$, Carga 541 Ω , alimentación driver 15 V

V_{BRIDGE}	V_{OUT}	V_{SHUNT}	I_{IN}	$I_{\text{IN osciloscopio}}$	P_{OUT}	P_{IN}	$\eta = P_{\text{OUT}}/P_{\text{IN}}$
14,36 V	60,18 V	77,3 mV	0,6184 A	0,5964 A	6,69432976 W	8,880224 W	0,75384695
24,29 V	100,1 V	130,7 mV	1,0456 A	1,021 A	18,5212754 W	25,397624 W	0,72925229
32,48 V	133,2 V	172,3 mV	1,3784 A	1,34 A	32,795268 W	44,770432 W	0,7325207

Tabla 9 Ciclo 0,8, $R_G=4,7 \Omega$, Carga 541 Ω , alimentación driver 11 V

V_{BRIDGE}	V_{OUT}	V_{SHUNT}	I_{IN}	$I_{\text{IN osciloscopio}}$	P_{OUT}	P_{IN}	$\eta = P_{\text{OUT}}/P_{\text{IN}}$
14,46 V	60,17 V	79,3 mV	0,6344 A	0,6131 A	6,69210518 W	9,173424 W	0,72951007
24,2 V	100,6 V	132 mV	1,056 A	1,028 A	18,7067652 W	25,5552 W	0,73201404
34,23 V	139,3 V	184,1 mV	1,4728 A	1,437 A	35,8678189 W	50,413944 W	0,71146623

Tabla 10 Ciclo 0,8, $R_G=4,7 \Omega$, Carga 541 Ω , alimentación driver 15 V

De los datos de las tablas anteriores puede deducirse:

- A mayor *duty cycle* se obtiene un menor rendimiento. Como puede comprobarse en la Figura 34. Aunque alcanza tensiones más altas con valores menores de tensiones de entrada.
- A menor alimentación del driver optoacoplador (dentro de los límites marcados por su hoja de datos) menor oscilación de los pulsos, menor *ringing* y mayor rendimiento.
- Los datos obtenidos para la corriente de entrada por el osciloscopio, son cercanos a los calculados mediante la tensión V_{SHUNT} entre la R_{SHUNT} pero inferiores. Debido a que el osciloscopio realiza una media entre las medidas que pueden contener rizados.

En la Figura 16 y la Figura 17 se muestran dos capturas del funcionamiento de la placa con distintos valores de *duty cycle* (D).

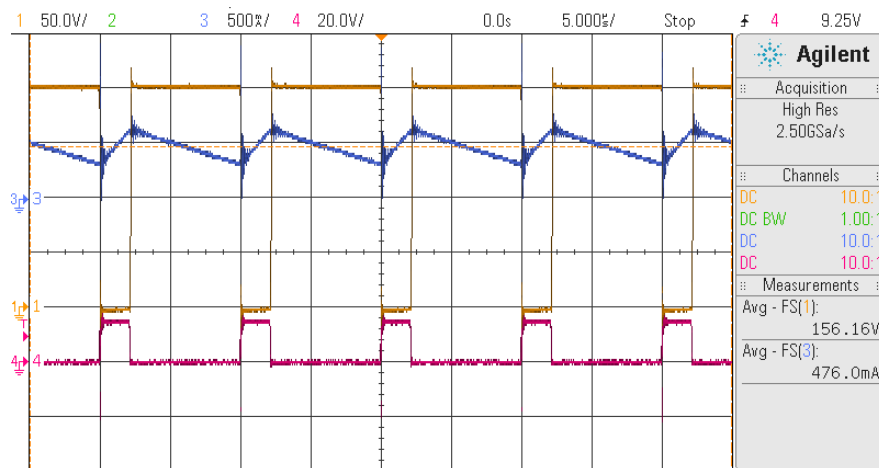


Figura 16 D=0,2, corriente bobina, tensión Gate-Source y tensión Drain-Source

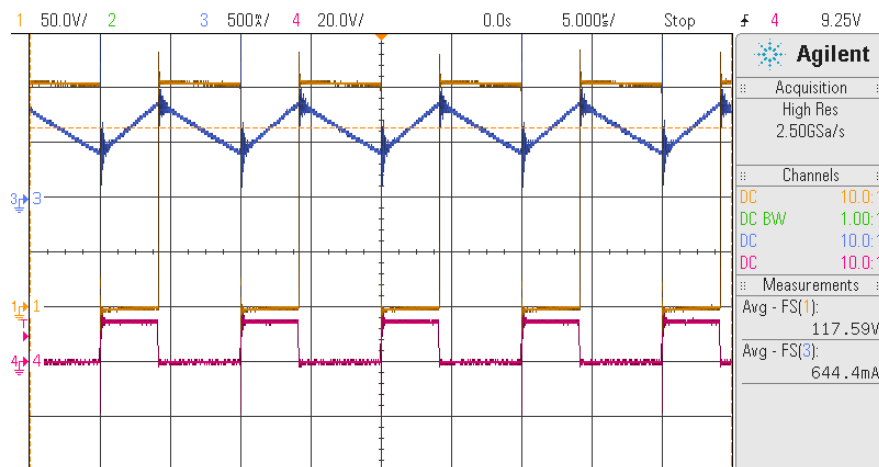


Figura 17 D=0,4, corriente bobina, tensión Gate-Source y tensión Drain-Source

Las señales representadas son: azul, la corriente que atraviesa la bobina; rosa, la tensión *Gate-Source* del mosfet (procedente del driver HCPL-j314-000E); amarillo, la tensión *Drain-Source* conectada al diodo del convertidor *boost*.

Cabe mencionar distintos detalles que se observan:

- La diferencia en el t_{ON} de las señales, proveniente del distinto *duty cycle* entre ellas.
- Picos de corriente en los instantes de *rising up* y *rising down*.
- La activación de la tensión *Drain-Source*, casi instantánea. Debido a un correcto valor de la capacidad de salida del condensador C_{OSS} .
- Leve rizado en la tensión *Gate-Source* del mosfet.
- Se comprueba que con iguales valores de entrada, el *duty cycle* modifica la corriente de entrada y por la configuración del convertidor *boost* también la tensión de salida.

6 Comparativa con modelos teóricos

6.1 Hardware In the Loop

Hardware In the Loop es una técnica de comprobación de sistemas en lazo cerrado y en tiempo real (o muy cercano al tiempo real). Tradicionalmente las simulaciones en automoción, industria aeroespacial, eléctrica eran muy lentas en el tiempo. Además podían causar pérdidas económicas importantes si se realizaban con elementos físicos y estos fallaban o se deterioraban. La técnica HIL tiene, entre otros objetivos, solventar estos aspectos y por tanto reducir costes.

Para comprender el funcionamiento de la técnica HIL es necesario diferenciar entre una simulación y una emulación. En el primer caso se tiene como objetivo la reproducción o imitación del comportamiento de un sistema complejo. En una emulación se ejecuta un sistema en una plataforma diferente a la que fue creado, siendo más rápida que en la simulación.

En un sistema HIL se utiliza un hardware digital que emula una parte de un sistema (como puede ser una planta real) para conseguir tiempos similares a los de un dispositivo analógico. Este sistema digital, se realiza sobre lazos de realimentación y tiene posibilidad de integrarse en dispositivos como *FPGA*, *SpCard*, *DSP*, ordenadores...

Los beneficios de utilizar HIL con respecto a simulaciones reales son: disminución en términos de duración con emulaciones más cortas; coste, al detectar errores antes de la puesta en marcha física; seguridad, se evitan riesgos al no utilizarse plantas reales. Además no se tienen problemas de limitaciones de tamaño, como se pueden dar al realizar pruebas de verificación de productos tales como aviones, vehículos o aerogeneradores.

6.2 Comparativa modelo de convertidor *boost* lazo abierto

Se realiza una comparativa a tres para el convertidor *boost*. Se compara la simulación HIL con una representación del sistema en Matlab y con el diseño en funcionamiento del convertidor *boost* construido. Cabe mencionar que la comparativa del diseño PCB es real y por ello que las pérdidas introducidas por los componentes tienen una gran influencia. Las comparativas en HIL y Matlab son modelos realizados sin pérdidas. En todas las comparativas se utilizan los mismos datos.

6.2.1 Modelo HIL

En la primera comparativa se ejecuta un modelo real sin pérdidas en VHDL de un convertidor *boost* en lazo abierto.

La simulación se realiza con la herramienta *ModelSim* y se utilizan los valores de los componentes del PCB realizado. Estos datos son: bobina 1,1 mH, condensador 68 μ F, resistencia de carga 260 Ω y tensión de entrada 30 V.

32

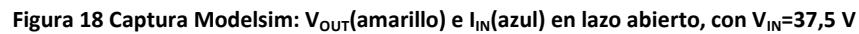


Figura 19 Detalle Modelsim: Máximos de V_{OUT} e I_{IN} en lazo abierto, con $V_{IN}=37,5\text{ V}$

En la Figura 20 se realiza una modificación en el valor de la tensión de entrada pasando a ser $V_{IN}=100$ V. En este caso, el tiempo de pico tiene un valor de 0,56 ms aproximadamente, y el tiempo entre picos es de 2,21 ms. Se observa con más detalle el rizado existente en la tensión de salida en la Figura 21.

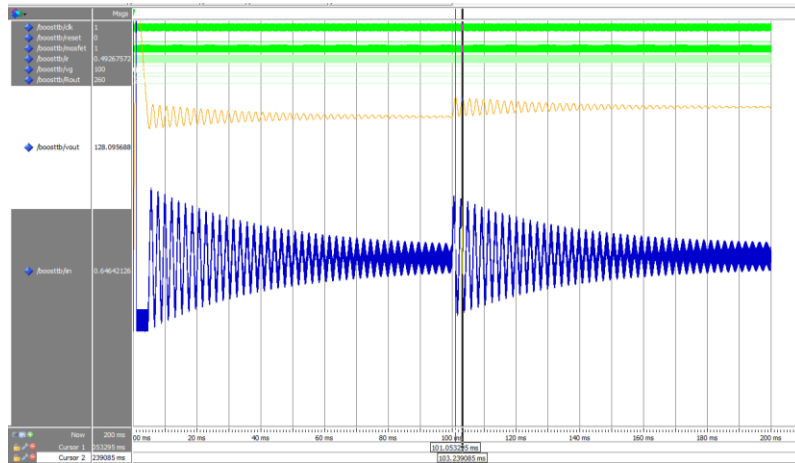


Figura 20 Captura Modelsim: V_{OUT} e I_{IN} en lazo abierto, con $V_{IN}=100$ V

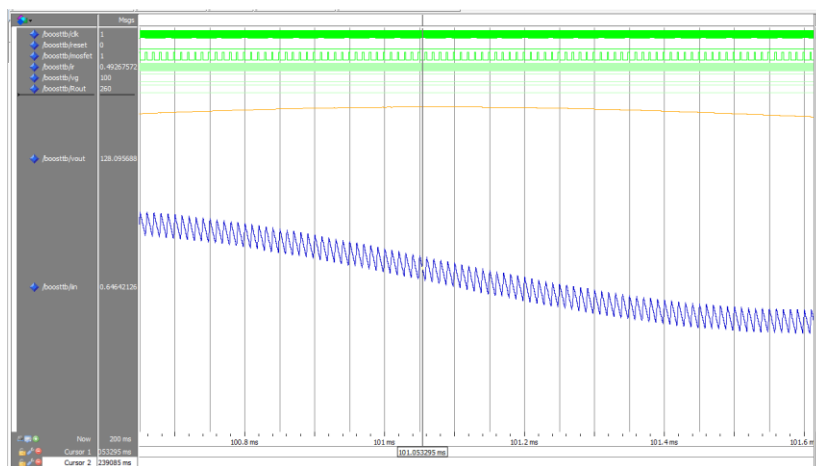


Figura 21 Detalle Modelsim: Máximos V_{OUT} e I_{IN} en lazo abierto, con $V_{IN}=100$ V

Según los marcadores temporales de la Figura 18 y la Figura 20 ambas simulaciones tienen un tiempo entre picos es similar, aproximadamente 2,21 ms por lo que su frecuencia también lo es.

6.2.2 Modelo Matlab

El segundo modelo se ejecuta con la herramienta Matlab siendo de tipo real y sin pérdidas. El código utilizado se encuentra en el ANEXO 7. Inicialmente se utilizan los valores para bobina 1,1 mH, condensador 68 μ F, resistencia de carga 260 Ω , tensión de entrada 30 V.

En la Figura 22 se muestra la respuesta al escalón del sistema. Los marcadores muestran distintos valores significativos como el valor al que se tiende en el régimen permanente, 37,6 V y los valores de los máximos de los dos primeros picos cuya diferencia es de 2,14 V.

El tiempo de establecimiento para el modelo con $V_{IN}=30$ V es de 107 ms y con $V_{IN}=30$ V es de 108 ms.

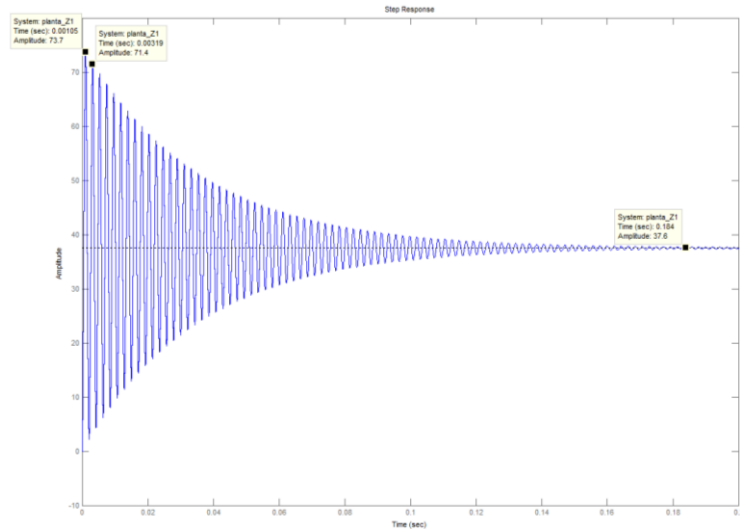


Figura 22 Captura Matlab: V_{OUT} en lazo abierto, con $V_{IN}=30$ V

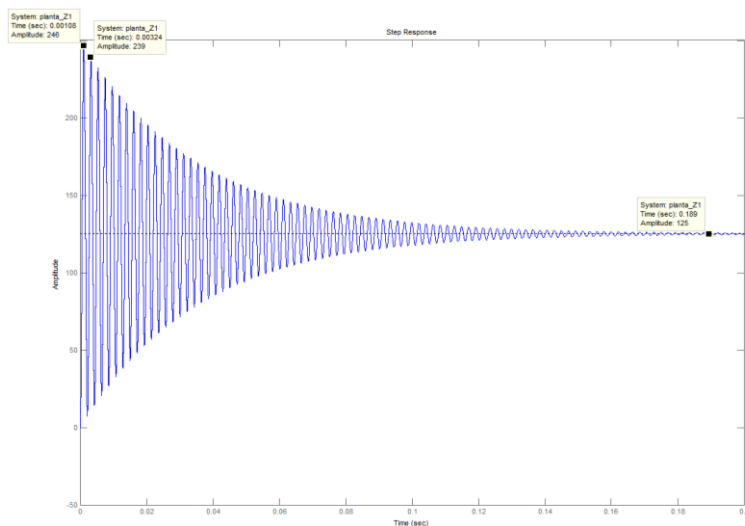


Figura 23 Captura Matlab: V_{OUT} en lazo abierto, con $V_{IN}=100$ V

Se comprueba que la dinámica en el modelo de Matlab es muy similar al modelo en HIL. Se debe considerar que ninguno de estos dos diseños se corresponde con el modelo real del convertidor analógico, puesto que los elementos son ideales y no se tienen en cuenta las pérdidas propias de cada componente. Cabe mencionar que ambas soluciones son muy poco amortiguadas y su tiempo de establecimiento es similar, aunque el modelo HIL tiene menor periodo de estabilización.

6.2.3 Modelo en placa real

La tercera comparativa se realiza con el convertidor *boost* construido en este TFG. Los disparos que activan el mosfet se implantan con dispositivo externo, con una SpCard [10]. Para observar la transición se modifica el *duty cycle* de 0,2 a 0,21 de igual forma que en el modelo HIL. Para este modelo se realizan las pruebas solamente con $V_{IN}=100$ V, puesto

que para $V_{IN}=30$ V la transición es demasiado pequeña y el osciloscopio no muestra ninguna captura significativa.

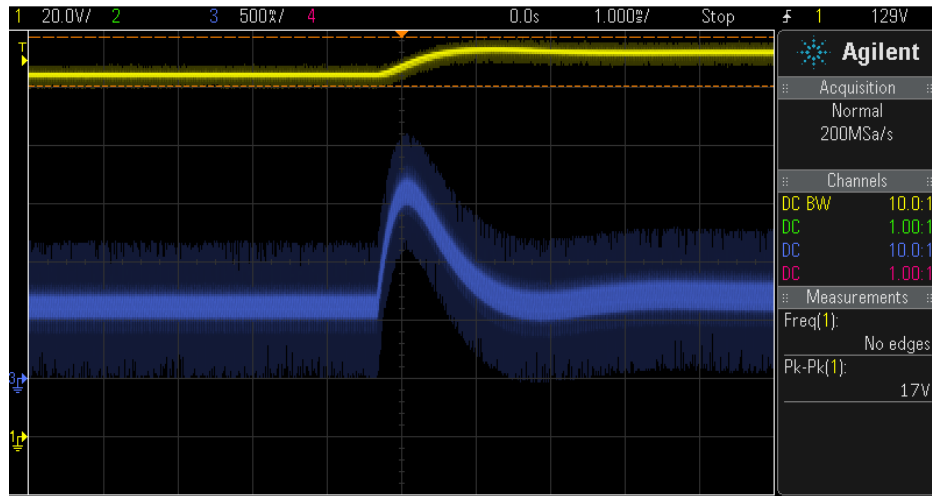


Figura 24 Captura osciloscopio: V_{OUT} (amarillo) e I_{IN} (azul) en lazo abierto, con $V_{IN}=100$ V

Se contempla en la Figura 24 la dinámica existente en el convertidor *boost*. En la corriente que atraviesa la bobina existe una oscilación amortiguada donde finalmente se ajusta al valor buscado. Los resultados obtenidos en la Figura 24 y la Figura 19 se parecen en cuanto al tiempo del primer pico de sobreoscilación de la corriente y por lo tanto también en su frecuencia. Las constantes de amortiguamiento son diferentes debido a influencia de las pérdidas.

Las oscilaciones en el régimen transitorio que se encontraban en los modelos anteriores (al ser ideales) no se perciben en la Figura 24.

Estas discrepancias en la dinámica se deben principalmente a dos motivos:

- Pérdidas reales en los componentes del convertidor *boost* construido.
- Mayor influencia por parte de la planta en comparación con el regulador.

Se deduce que para representar dinámicas reales para lazo abierto los modelos en HIL y Matlab son más adecuados si se consideran las pérdidas de los componentes.

6.3 Comparativa modelo de convertidor *boost* lazo cerrado

En este apartado se efectúa la comparativa para el modelo en lazo cerrado. Cabe mencionar que no se realiza el diseño en HIL debido a la complejidad que conlleva. Finalmente se realiza una comparativa entre el diseño en Matlab y el obtenido del PCB construido.

6.3.1 Modelo en Matlab

En el modelo en lazo cerrado, se utiliza el *toolbox sisotool* para representar la respuesta del diseño. El código utilizado se encuentra en ANEXO 7.

Para realizar el modelo, se escogen los valores de la planta utilizados en el convertidor *boost* construido (bobina 1,1 mH, condensador 68 μ F, resistencia de carga 260 Ω) y el regulador diseñado en el apartado 3.3.1.

Tras establecer el regulador se fija el tipo de gráfica deseada del sistema (escalón al sistema completo) se obtiene la Figura 25 donde se observa un tiempo de estabilización de 40,2 ms. Hay que destacar el rizado existente (*ringing*) en la parte transitoria hasta los 30 ms aproximadamente.

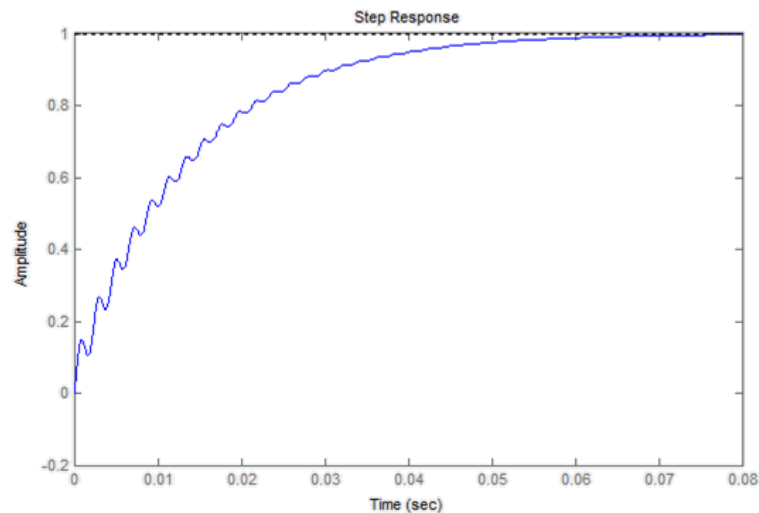


Figura 25 Respuesta Matlab en lazo cerrado

6.3.2 Modelo en placa real

Para el modelo en la placa, se añaden las especificaciones del regulador del apartado 3.3.1 con la herramienta SpTool de la placa SpCard. Para esta captura la tensión que entra a la planta tras el puente de diodos es $V_{\text{BRIDGE}}=30$ V, de tal forma que la etapa de potencia recibe una tensión real de 30 V. La tensión de entrada al convertidor *boost* es superior, concretamente $V_{\text{IN}}=34,5$ V.

En la Figura 26 se observa que la dinámica tiene similitudes con respecto al modelo en lazo cerrado de Matlab, aunque los tiempos de establecimiento no sean idénticos. Asimismo la corriente representada posee ruido de conmutación.

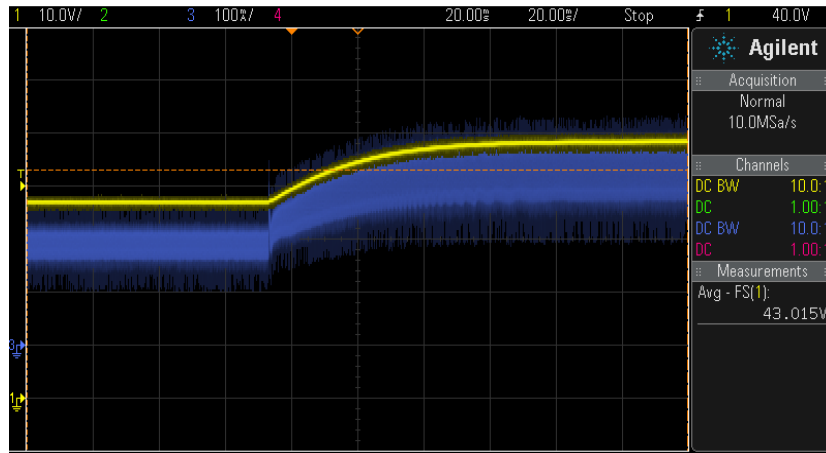


Figura 26 Respuesta osciloscopio en lazo cerrado V_{OUT} (amarillo) e I_{IN} (azul)

En esta comparativa, mostrada en la Figura 25 y la Figura 26 se observa que los modelos tienen mayores similitudes entre sí que los de lazo abierto. Ocurre de esta forma ya que en lazo cerrado la influencia del regulador es mayor a la de la planta y se rige por la dinámica que éste marca. Las diferencias entre los modelos en lazo cerrado pueden justificarse debido a que en el modelo en Matlab no son consideradas ni las pérdidas de los componentes ni el ruido existente por otra parte en el modelo en la placa construida. A pesar de estas diferencias, se determina que para dinámicas reales en lazo cerrado el modelo Matlab es adecuado.

7 Conclusiones

El objetivo de este Trabajo Fin de Grado se centra en el diseño y la construcción de un convertidor conmutado de potencia.

Inicialmente se ha definido la necesidad de utilizar convertidores conmutados. Sistemas encargados de transformar la energía que se les introduce a la entrada hasta su salida normalmente una carga con valor fijo o variable que determina la corriente máxima que atraviesa el circuito. El convertidor de este TFG es de tipo *boost*, puesto que la especificación de la tensión a la salida cumple $V_{OUT} > V_{IN}$.

Se desarrollan las etapas que componen el diseño. La etapa de aislamiento de tensión y de corriente para cumplir normativas de seguridad y evitar ruidos de componentes analógicos. La etapa de potencia donde mediante diferentes ecuaciones teóricas se procede a la elección, y su posterior compra, de los componentes que conforman el convertidor *boost*. Y la etapa de control en la cual la placa externa SpCard se encarga de regular en lazo abierto y lazo cerrado el circuito, además de generar los pulsos que necesita el transistor mosfet para actuar a modo de interruptor.

Para realizar la implementación física del circuito impreso las etapas mencionadas se plasman en el diseño del esquemático, se procede al rutado y fabricación mediante la fresadora de la EPS. Tras soldar los componentes en la capa bottom del circuito impreso, se realiza una batería de pruebas para analizar el comportamiento del convertidor *boost*.

A continuación, se realizan las pruebas, donde se puede escoger entre medidas aisladas o sin aislar (para I_{IN} , V_{OUT} y V_{IN}) y alimentación de 5 V (power) procedente del regulador lineal o de la fuente de alimentación. Se comprueba el funcionamiento del *boost* encontrando y modificando fallos de conmutación, saturación de la bobina y fallo de capacidad parásita del transistor mosfet. Así mismo, se comprueba en los valores del rendimiento y en el rizado de las señales el efecto de las pérdidas de los componentes.

Finalmente se compara, tanto para lazo abierto como lazo cerrado, a tres bandas; funcionamiento del circuito impreso, emulación en sistema *Hardware In the Loop* y modelo en Matlab. Se deduce que para lazo abierto los modelos HIL y Matlab se asemejan al comparar los tiempos de pico de la primera oscilación, pero no lo hacen en cuanto al amortiguamiento, debido a falta de consideración de las pérdidas de los componentes. En cambio, para lazo cerrado, se concluye que el modelo Matlab es perfectamente válido para la representación de dinámicas. Principalmente porque en este caso la influencia mayor recae sobre el regulador y no sobre la planta del sistema.

7.1 Líneas futuras

Como líneas de desarrollo futuro este TFG se podría ampliar diseñando la Corrección de Factor de Potencia para ajustar los valores de tensión y de corriente de forma mas precisa, pudiendo utilizarse en AC-DC.

Dado que el circuito impreso tiene los Test Points con las medidas aisladas y sin aislar se podría añadir un lazo de realimentación de corriente utilizando la placa SpCard para este control.

También se puede realizar una nueva comparativa con modelos teóricos que tengan en cuenta las pérdidas de los componentes para poder ajustar mejor los diseños a los resultados reales obtenidos con el circuito impreso.

Bibliografía

- [1] A.Sanchez, «Aportaciones mediante implementación basadas en sistemas embebidos al control digital de convertidores conmutados,» *Universidad Autónoma de Madrid*, 2013.
- [2] T.Instruments, «Basic Calculation of a Boost Converter's Power Stage».
- [3] R. Components, «<http://es.rs-online.com/web/>,» [En línea].
- [4] Farnell, «<http://es.farnell.com/>,» [En línea].
- [5] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, Colorado: KluwerAcademic Publishers, 2000.
- [6] «SpControl Technologies,» [En línea]. Available: <http://www.spcontroltechnologies.com/es/>.
- [7] C. Coombs, *Printed Circuits Handbook*, 2008.
- [8] Wecogroup. [En línea]. Available: <http://wecogroup.com/>.
- [9] N. Instruments, Sep 2006. [En línea]. Available: <http://www.ni.com/white-paper/2871/en/>.
- [10] SpControl Technologies, Agosto 2015. [En línea]. Available: <http://www.spcontroltechnologies.com/wp-content/uploads/2015/09/ESA-SPCardPracticalGuide22-07-15.pdf>.
- [11] A. G. Talón, «Control digital de fuentes de alimentación,» *Universidad Autónoma de Madrid*, 2009.

ANEXO 1. Esquemáticos

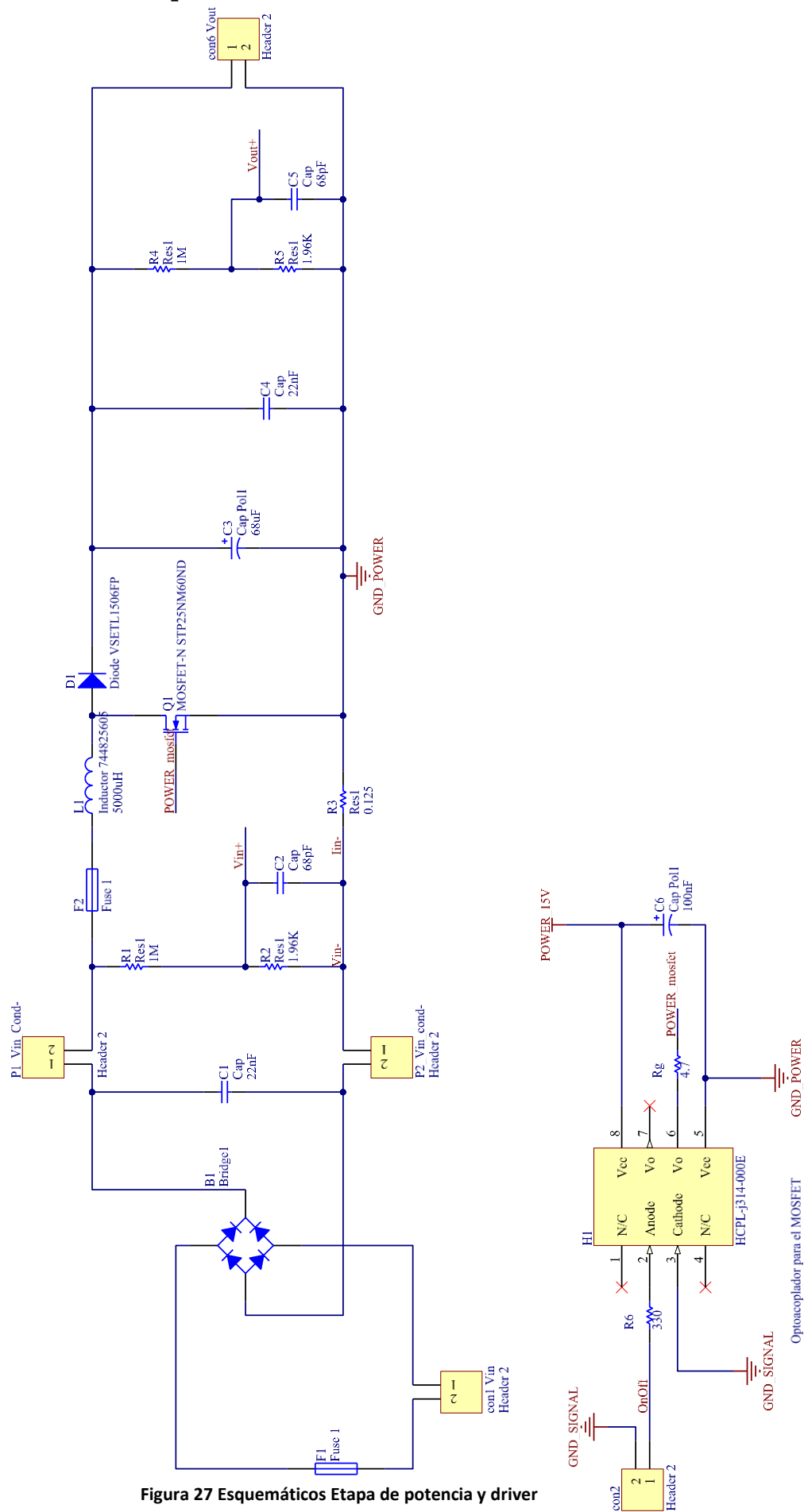


Figura 27 Esquemáticos Etapa de potencia y driver

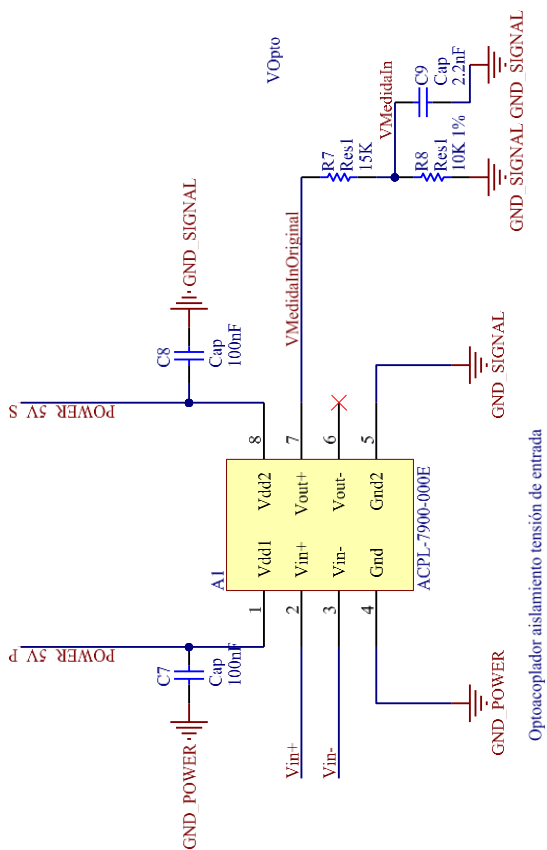


Figura 28 Esquématicos Aislamiento de tensión

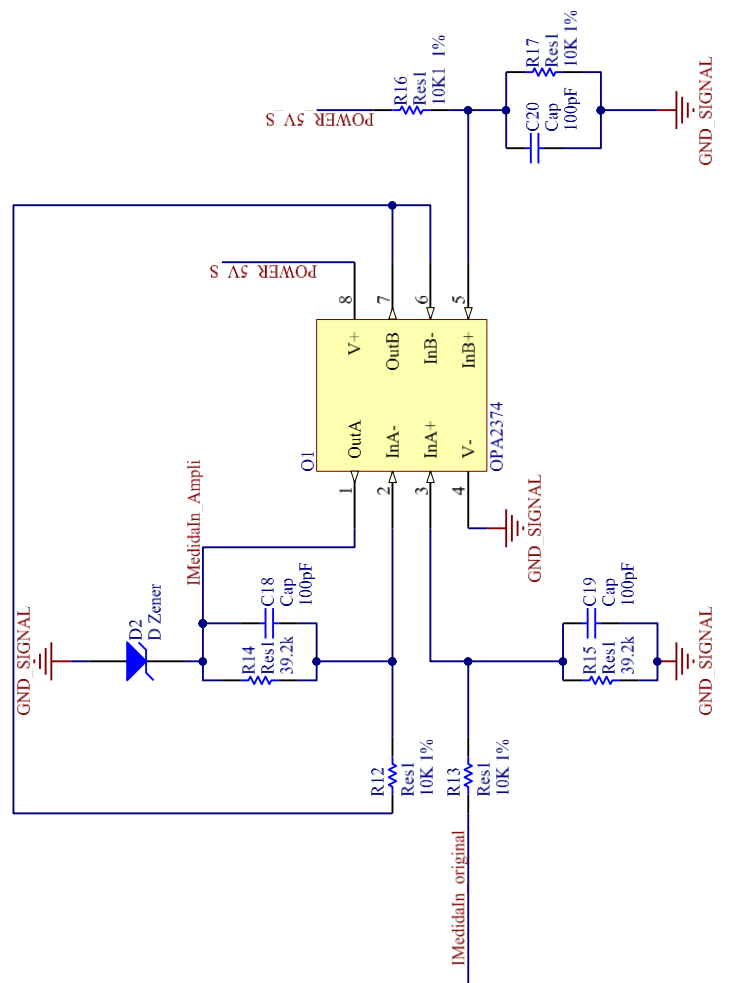


Figura 29 Esquématicos Aislamiento de corriente

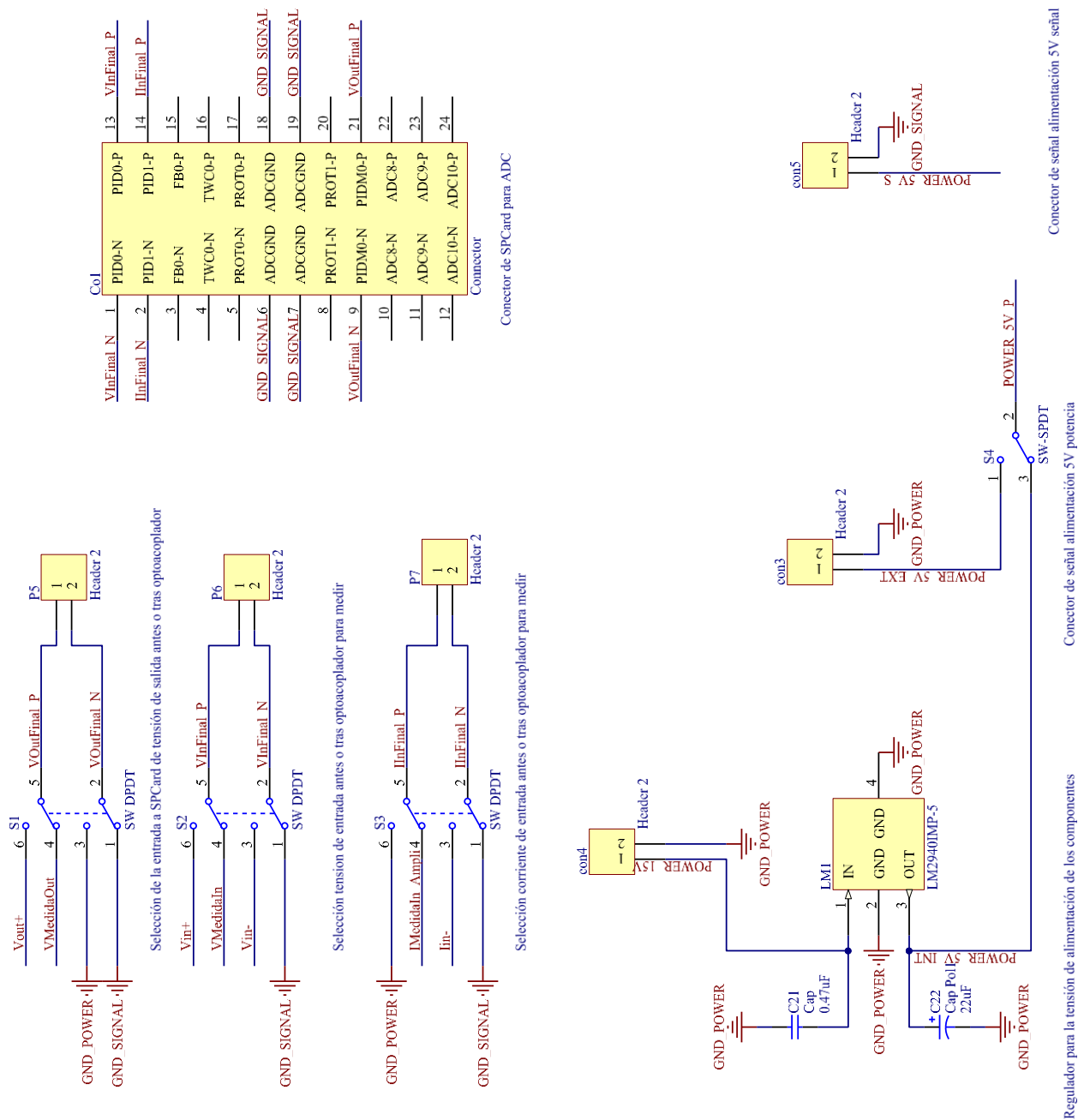


Figura 30 Esquemáticos Conectores de alimentación y SpCard

ANEXO 2. Tablas elección de componentes

Las tablas posteriores son comparativas realizadas para la elección de componentes del convertidor *boost*. En las columnas se encuentran las características de cada componente y en negrita se identifica el componente escogido y se destacan otras opciones que comparte encapsulado.

Ref. fabricante	Corriente continua máxima directa	Tensión repetitiva inversa	Tensión directa	Tiempo recuperación inverso	V_F , $I_F=15A$ $T_C=150^{\circ}C$	$R_{th\ j-c}$	Encapsulado	Empresa	Precio
VS-HFA30TA60CSTRLP	15 A	600 V	2 V	60 ns	1,6 V	1,7 $^{\circ}C/W$	D2PAK	RS	1,78 €
STTH1506DPI	15 A	600 V	3,6 V	35 ns	2,4 V	1,6 $^{\circ}C/W$	DOP3I	RS	5,12 €
RHRG1560CC	15 A	600 V	2,1 V	40 ns	1,7 V	1,5 $^{\circ}C/W$	TO-247	RS	2,575 €
MUR1560G	15 A	600 V	1,5 V	60 ns	1,2 V	1,5 $^{\circ}C/W$	TO-220AC	RS	1,246 €
RHRP1560	15 A	600 V	2,1 V	40 ns	1,7 V	1,5 $^{\circ}C/W$	TO-220AC	RS	1,438 €
VS-HFA15TB60-N3	15 A	600 V	2 V	60 ns	1,6 V	1,7 $^{\circ}C/W$	TO-220AC	RS	1,04 €
VS-15ETH06PBF	15 A	600 V	2,1 V	51 ns	1,6 V	3,5 $^{\circ}C/W$	TO-220AC	Farnell	1,00 €
ISL9R1560S3ST	15 A	600 V	2,2 V	40 ns	2,0 V, $T_C=125^{\circ}C$	1 $^{\circ}C/W$	TO-263AB	Farnell	0,925 €
VS-15EWX06FN-M3	15 A	600 V	3,2 V	32 ns	1,8 V	1,8 $^{\circ}C/W$	TO-252AA	Farnell	0,737 €
VS-ETL1506FP	15 A	600 V	2,45 V	65 ns	0,91 V	3,7 $^{\circ}C/W$	TO-220FP	RS	1,37 €
VS-ETH0806FP-M3	8 A	600 V	2,4 V	39 ns	1,85 V	4,6 $^{\circ}C/W$	TO-220FP	RS	0,685 €

Tabla 11 Diodos posibles para elección

Ref. fabricante	I _{nos}	V _{DS}	R _{DS}	Tiempo retardo apagado/encendido	C _{oss} con f=1MHz, V _{GS} =0 V _{DS} =100/50/25V,	Encapsulado	Empresa	Precio
STP38N65M5	30 A	710 V	0,095 Ω	66 ns/ 66 ns	75 pF (V _{GS} =100 V)	TO-220	RS	5,63 €
SIHG30N60E-GE3	29 A	600 V	0,125 Ω	95 ns/ 40 ns	138 pF (V _{GS} =100 V)	TO-247	Farnell	3,72 €
STP26NM60ND	21 A	600 V	0,175 Ω	69 ns/ 22 ns	90 pF (V _{GS} =100 V)	TO-220	RS	3,755 €
STP25NM60ND	21 A	600 V	0,16 Ω	50 ns/ 60 ns	150 pF (V _{GS} =50 V)	TO-220FP	RS	2,51 €
SIHB22N60E-GE3	21 A	600 V	0,18 Ω	99 ns/ 36 ns	90 pF (V _{GS} =100 V)	TO-263	Farnell	3,2923 €
STP20NM60FP	20 A	600 V	0,29 Ω	42 ns/ 25 ns	350 pF (V _{GS} =25 V)	TO-220	RS	2,42 €
SPW20N60S5	20 A	600 V	0,19 Ω	130ns/ 120 ns	1170 pF (V _{GS} =25 V)	TO-247	RS	4,16 €
SIHG17N60D-GE3	17 A	600 V	0,125 Ω	95 ns/ 40 ns	140 pF (V _{GS} =100 V)	TO-247AC	Farnell	2,5271 €
FCA16N60N	16 A	600 V	0,199 Ω	60,3 ns/ 15,8 ns	70 pF (V _{GS} =100 V)	TO-3PN	RS	5,36 €
SPA15N60C3	15 A	650 V	0,28 Ω	50 ns/ 10 ns	540 pF (V _{GS} =25 V)	PG-TO-220FP	RS	2,70 €
FDPF15N65	15 A	650 V	0,44 Ω	220 ns/ 140 ns	295 pF (V _{GS} =25 V)	TO-220	Farnell	4,04 €
SPA04N60C3	4,5 A	650 V	0,95 Ω	58,5 ns/ 6 ns	160 pF (V _{GS} =25 V)	TO-220	RS	1,595 €
STP2HNK60Z	2 A	600 V	4,8 Ω	50 ns/ 10 ns	38 pF (V _{GS} =25 V)	TO-220	RS	1,106 €

Tabla 12 Mosfet posibles para elección

Ref. fabricante	Capacidad	Tensión	Corriente de rizado	Tolerancia	Montaje	Empresa	Precio
ECEC2GP680BJ	68 µF	400 V	0,76 A	±20%	Orificio pasante	RS/Farnell	2,46 €/3,50 €
ECEC2GA680BJ	68 µF	400 V	0,35 A	±20%	Orificio pasante	RS/Farnell	2,65 €/3,75 €
ECEC2WP680BJ	68 µF	450 V	0,76 A	±20%	Orificio pasante	RS/Farnell	2,89 €/3,91 €
LGJ2W680MELA20	68 µF	450 V	0,67 A	±20%	Orificio pasante	RS	2,63 €
450HXC68MEFCSN22X30	68 µF	450 V	0,67 A	±20%	Orificio pasante	Farnell	9,44 €
ALC10A68BC550	68 µF	550 V	0,77 A	±20%	Orificio pasante	RS	8,28
MAL215757689E3	68 µF	450 V	0,8 A	±20%	Orificio pasante	Farnell	4,60 €
381LX101M450K022	100 µF	450 V	0,8 A	±20%	Orificio pasante	Farnell	17,21 €

Tabla 13 Condensadores posibles para elección

Ref. fabricante	Inductancia	Corriente nominal	Tensión nominal	Resistencia	Tolerancia	Montaje	Empresa	Precio
744834407	7000 µH @50 Hz	3,5 A	250 (AC)	80 mΩ	±30%	Superficial	RS	6,53 € (mínimo 10)
7448062105	5000 µH @50 Hz	21 A	250 (AC)	6,5 mΩ	+50%/-30%	Superficial	Farnell	22,00 €
744825605	5000 µH @50 Hz	6 A	230	45 mΩ	±30%	Radial	RS	5,40 €
744834405	5000 µH @50 Hz	4 A	250 (AC)	50 mΩ	±30%	Superficial	RS/Farnell	7,03 €/7,42€
7448011305	5000 µH @50 Hz	1,3 A	250 (AC)	200 mΩ	+50%/-30%	Superficial	Farnell	8,70 €
off the shelf	1100 µH @100 kHz	1,4 A	-	200 mΩ	5%	Radial	HCTLAB	-

Tabla 14 Bobinas posibles para elección

Ref. fabricante	Corriente de pico máxima	Tensión de aislamiento	Encapsulado-nº pines	Empresa	Precio
ACNV3130	2500 mA	7500 V	DIP-10	Farnell	4,45 €
HCPL-3120	600 mA	3750 V	DIP-8	RS	2,34 €
HCPL-1314-000E	600 mA	3750 V	DIP-8	RS/ Farnell	2,12 €/ 1,71 €
HCPL-0302	400 mA	3750 V	SOIC	Farnell	2,10 €
H11A1SM	60 mA	7500 V	Superficie-6	RS	0,31 €

Tabla 15 Optoacoplador driver posibles para elección

Ref. fabricante	Corriente directa	Tensión inversa repetitiva	Tensión directa	Parámetro I ² t @50Hz	Rth j-c	Encapsulado	Empresa	Precio
VS-KBPC806PBF	8 A	600 V	1 V	110 A ² s	6 °C/W	D 72	RS	2,23 €
GBU8J-E3/51	8 A	600 V	1 V	166 A ² s	4 °C/W	GBU	RS	0,952 €(mínimo 5)
CP806	8 A	600 V	1,1 V	166 A ² s	6 °C/W	GBPC W	Farnell	5,90 €
GBPC1206W-E4/51	12 A	600 V	1,1 V	160 A ² s	1,9 °C/W	GBPC-W	RS	3,425 € (mínimo 2)
GBPC1506	15 A	600 V	1,1 V	375 A ² s	1,5 °C/W	GBPC	RS	2,805 € (mínimo 2)
GBPC1506W- LITE ON	15 A	600 V	1,1 V	374 A ² s	5,0 °C/W	GBPC W	RS	2,58 €
GSIB1560-E3/45	15 A	600 V	950 mV	240 A ² s	1,5 °C/W	SIP	Farnell	3,06 €
GBPC1506W-E4/51	15 A	600 V	1,1 V	375 A ² s	1,9 °C/W	GBPC W	RS	4,235 €(mínimo 2)
GBPC1506W	15 A	600 V	1,1 V	375 A²s	1,5 °C/W	GBPC W	Farnell	3,28 €

Tabla 16 Puentes de diodo posibles para elección

ANEXO 3. Tablas de medidas

Tensión de entrada V_{IN}	V_{IN} tras puente de diodos	V_{OUT}	V_{SHUNT}	V_{SHUNT} Teórica	P_{OUT}	P_{IN}	$\eta = P_{OUT}/P_{IN}$
15 V	13,6 V	18,08 V	13,3 mV	12,01788235 mV	1,3075456 W	1,44704 W	0,90360018
16 V	14,6 V	19,38 V	14 mV	12,86247945 mV	1,5023376 W	1,6352 W	0,91874853
19 V	17,57 V	23,3 V	16,8 mV	15,44934548 mV	2,17156 W	2,361408 W	0,9196039
21 V	19,57 V	25,89 V	18,6 mV	17,12550077 mV	2,6811684 W	2,912016 W	0,92072585
25,01 V	23,56 V	31,07 V	21,9 mV	20,4869461 mV	3,8613796 W	4,127712 W	0,93547699
30,05 V	28,6 V	37,52 V	26,2 mV	24,61102098 mV	5,6310016 W	5,99456 W	0,93935195

Tabla 17 Medidas iniciales funcionamiento boost,
 $f_{PSW}=100$ kHz D=0,2 carga=250 Ω

Tensión de entrada V_{IN}	Medida V_{IN+} (previo aislamiento)	V_{IN+} Teórica	V_{IN+} Teórica con $R_{IN}=22k\Omega$	$V_{MedidaIn}$ (post aislamiento) >1,23	$V_{MedidaIn}$ (divisor tensión)	$V_{MedidaIn}$ Teórica(divisor tensión)
5,5 V	7,5 mV	8,40 mV	6,75 mV	1,286 V	515,1 mV	514,4 mV
10 V	15,4 mV	16,97 mV	15,58 mV	1,319 V	528,8 mV	527,6 mV
15,01 V	24,3 mV	26,60 mV	24,41 mV	1,357 V	543,5 mV	542,8 mV
20,01 V	33,2 mV	36,38 mV	33,41 mV	1,394 V	558,2 mV	557,6 mV
25,03 V	42,3 mV	46,18 mV	42,38 mV	1,432 V	572,9 mV	572,8 mV
30,04 V	52,6 mV	57,39 mV	52,69 mV	1,474 V	589,9 mV	589,6 mV

Tabla 18 Medidas iniciales tensión de entrada,
 $f_{PSW}=100$ kHz D=0,2 carga=250 Ω

Tensión de entrada V_{IN}	V_{OUT}	Medida V_{OUT+} (previo aislamiento)	V_{OUT+} Teórica	V_{OUT+} Teórica con $R_{IN}=22k\Omega$	$V_{MedidaOut}$ (post aislamiento) >1,23	$V_{MedidaOut}$ (divisor tensión)	$V_{MedidaOut}$ Teórica(divisor tensión)
5,003 V	4,9 V	8,7 mV	9,58 mV	8,80 mV	1,297 V	519,8 mV	518,8 mV
10 V	11,53 V	20,9 mV	22,55 mV	20,71 mV	1,347 V	539,4 mV	538,8 mV
15,03 V	18,06 V	32,6 mV	35,32 mV	32,44 mV	1,395 V	559,2 mV	558 mV
20 V	24,52 V	44 mV	47,96 mV	44,05 mV	1,442 V	578,2 mV	576,8 mV
25 V	31,06 V	55,9 mV	60,75 mV	55,80 mV	1,49 V	596,6 mV	596 mV
30,8 V	38,42 V	69,2 mV	75,15 mV	69,03 mV	1,546 V	618,8 mV	618,4 mV

Tabla 19 Medidas iniciales tensión de salida, $f_{PSW}=100$ kHz D=0,2 carga=250 Ω

Tensión de entrada V_{IN}	V_{OUT}	Medida V_{SHUNT}	V_{SHUNT} Teórica	$V_{IMedida In_Original} > 2,5$	$V_{IMedida In_Original, Teórica}$
5,002 V	4,921 V	2,438 mV	3,8 mV	2,553 V	2,52381 V
10,000 V	11,550 V	5,765 mV	8,7 mV	2,602 V	2,55630 V
15,000 V	18,100 V	9,045 mV	13,3 mV	2,649 V	2,58833 V
20,000 V	24,620 V	12,29 mV	17,6 mV	2,693 V	2,62002 V
25,000 V	31,080 V	15,52 mV	21,9 mV	2,736 V	2,65156 V
30,800 V	38,470 V	19,23 mV	26,7 mV	2,785 V	2,68779 V

Tabla 20 Medidas iniciales corriente, $f_{PSW}=100$ kHz D=0,2 carga=250 Ω

V_{OUT}	V_{IN} tras puente de diodos	V_{SHUNT}	V_{SHUNT} Teórica	P_{OUT}	P_{IN}	$\eta = P_{OUT}/P_{IN}$
60,07 V	47,1 V	20 mV	17,70 mV	6,6698 W	7,536 W	0,88506896
100,3 V	78,9 V	32,6 mV	29,46 mV	18,595360 W	20,57712 W	0,90369111
140,7 V	110,7 V	46,3 mV	41,31 mV	36,592403 W	41,00328 W	0,89242624

Tabla 21 Ciclo 0,2, Carga 541 Ω ,
alimentación driver 11 V y diodo
MUR1560G

V_{OUT}	V_{IN} tras puente de diodos	V_{SHUNT}	V_{SHUNT} Teórica	P_{OUT}	P_{IN}	$\eta = P_{OUT}/P_{IN}$
60,05 V	47 V	18,8 mV	17,72 mV	6,665439 W	7,0688 W	0,94293784
100,3 V	78,8 V	32,5 mV	29,49 mV	18,5953604 W	20,488 W	0,90762204

Tabla 22 Ciclo 0,2, Carga 541 Ω ,
alimentación driver 15 V y diodo
MUR1560G

V_{OUT}	V_{IN} tras puente de diodos	V_{SHUNT}	V_{SHUNT} Teórica	P_{OUT}	P_{IN}	$\eta = P_{OUT}/P_{IN}$
60,05 V	35,58 V	25,5 mV	23,4170847 mV	6,665439 W	7,25832 W	0,91831705
100 V	59,5 V	46,2 mV	38,8325386 mV	18,4842884 W	21,9912 W	0,84053114
139,9 V	83,5 V	70,4 Mv	54,1578857 mV	36,1774677 W	47,0272 W	0,76928815

Tabla 23 Ciclo 0,4, Carga 541 Ω ,
alimentación driver 11 V y diodo
MUR1560G

V_{OUT}	V_{IN} tras puente de diodos	V_{SHUNT}	V_{SHUNT} Teórica	P_{OUT}	P_{IN}	$\eta = P_{OUT}/P_{IN}$
60,04 V	35,48 V	25,8 mV	23,475265 mV	6,66321922 W	7,323072 W	0,90989399
100,1 V	59,3 V	43,2 mV	39,0414743 mV	18,5212754 W	20,49408 W	0,90373783

Tabla 24 Ciclo 0,4, Carga 541 Ω ,
alimentación driver 15 V y diodo
MUR1560G

ANEXO 4. Capturas osciloscopio

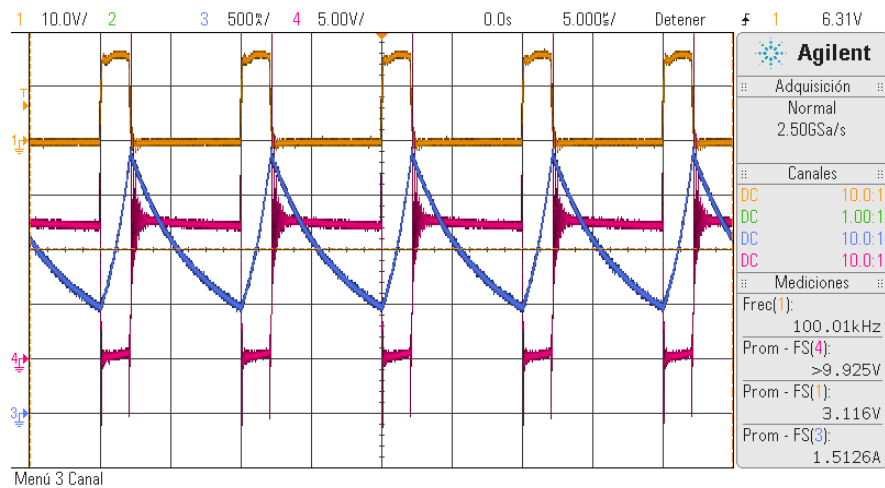


Figura 31 Saturación bobina 5 mH

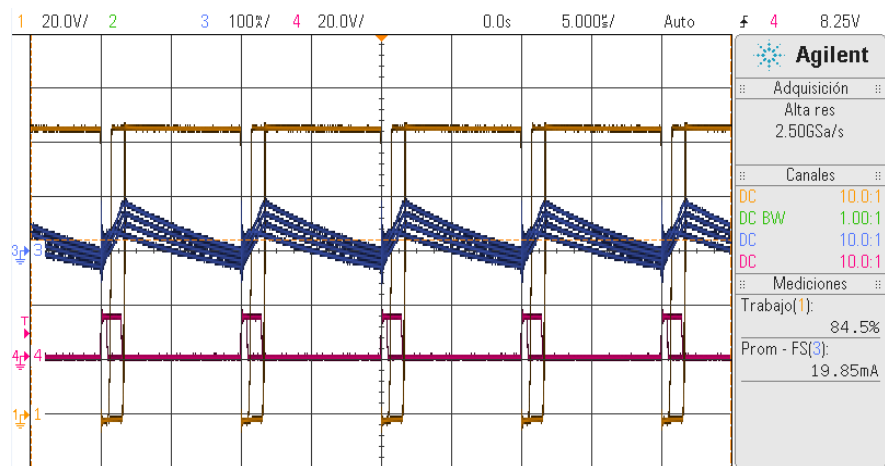


Figura 32 Fallo de conmutación

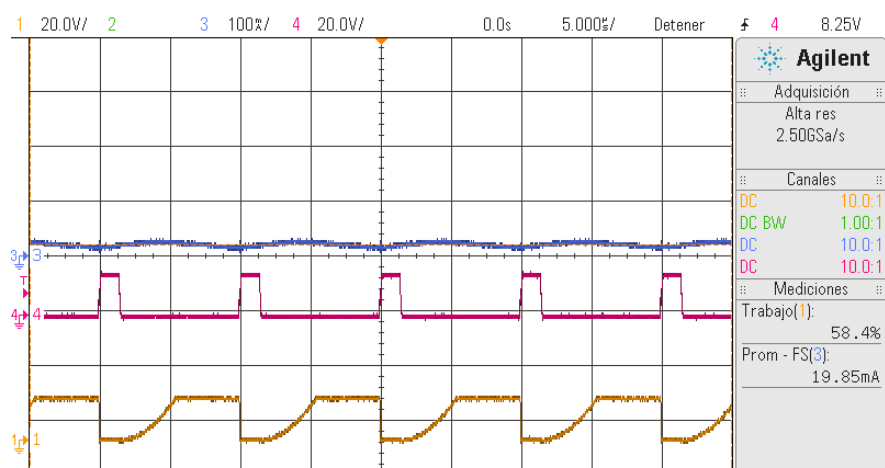


Figura 33 Fallo capacidad parásita del mosfet

ANEXO 5. Diseño del regulador

Al diseñar los reguladores con *sisotool* se obtienen estos valores de los coeficientes:

Para el regulador lento:

Coeficiente	Valor	Contrarrestado
A_0	0,000002	0,0003111
A_1	-0,000001	-0,0001555

Tabla 25 Coeficientes regulador lento

Para el regulador rápido:

Coeficiente	Valor	Contrarrestado
A_0	0,05	7,7775012
A_1	-0,0990662819	-15,4097601495
A_2	0,0490825	7,6347828

Tabla 26 Coeficientes regulador rápido

Para contrarrestar el rizado añadido por parte de los optoacopladores se calcula la tensión a su salida:

$$V_{MEDIDAOUT} = 1,23 \cdot \frac{2}{5} + 8,2 \cdot \frac{2}{5} \cdot \frac{1,96k}{1000k} V_{OUTORIGINAL}$$

$$V_{MEDIDAOUT} = 0,492 + 0,0064288 \cdot V_{OUTORIGINAL}$$

Siendo el primer sumando el offset que no influye porque la función de transferencia actúa para buscar el punto de equilibrio y el segundo el rizado a contrarrestar. Por ello se

decide multiplicar cada coeficiente por la constante $\frac{1}{0,0064288} = 155,55$

ANEXO 6. Gráfica rendimiento

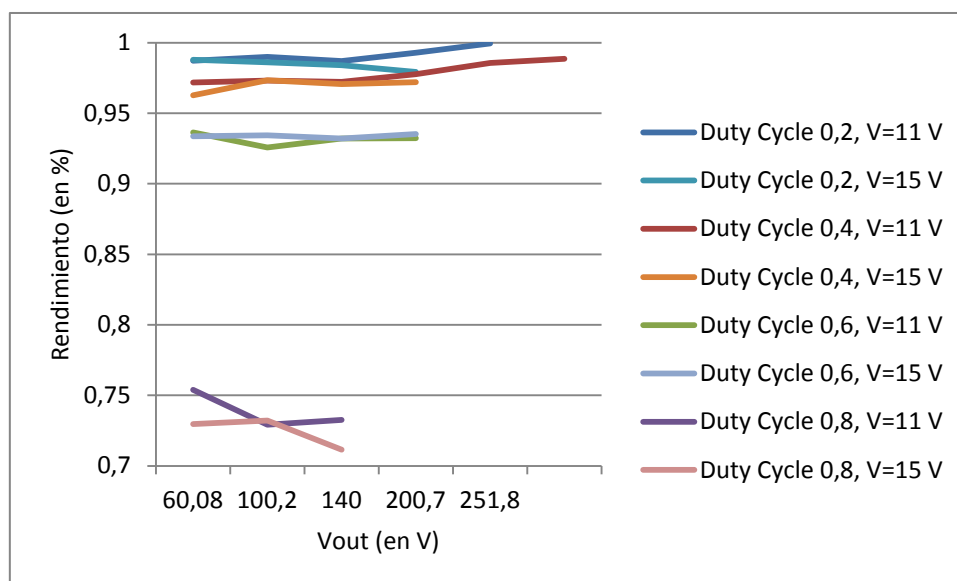


Figura 34 Rendimiento según *Duty cycle* y tensión alimentación driver

ANEXO 7. Modelo del *Boost* en Matlab

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%   Modelo Boost Matlab                                     %
%               TFG                                         %
%   Ester Vicario Arroyo                                   %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Datos iniciales
Vin=30           % Tensión de entrada
D=0.2;           % Duty cycle
Vout=Vin/(1-D)   % Vout=37.5

L=1.1*10^-3;
C=68*10^-6;
R=260;
Dl=1-D;
T=1/(100*10^3); % f= 100 kHz

% Datos intermedios para FDT de la planta
Gd0=Vout/Dl;
wz=(R*Dl^2)/L;
Q=Dl*R*sqrt(C/L);
w0=Dl/(sqrt(L*C));

Gvd_num=[-Gd0/wz Gd0];
Gvd_den=[1/(w0^2) 1/(Q*w0) 1]; % a0*s^2 a1*s^1 a2
planta_S=tf(Gvd_num,Gvd_den)
planta_Z=c2d(planta_S,T)

step(planta_Z)
% Respuesta al escalón(Lazo Abierto)

sisotool(planta_Z)
% Añadir Reg y escalón(Lazo Cerrado)
```

